

TESIS CARRERA DE GRADO EN INGENIERÍA

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE
CONFORMACIÓN DE HAZ PARA CONJUNTO DE
ANTENAS DE MICROONDAS**

Rodrigo Iván Di Meglio

Dr. Laureano Bulus Rossini
Director

Miembros del Jurado
Ing. Nicolás Ivone (INVAP)
Ing. Javier Conti (INVAP)

12 de Diciembre de 2019

Laboratorio de Investigación Aplicada en Telecomunicaciones -
Centro Atómico Bariloche

Instituto Balseiro
Universidad Nacional de Cuyo
Comisión Nacional de Energía Atómica
Argentina

Índice de símbolos

ADC	Analog to Digital Converter
AF	Array Factor
BCL	Beam Crossover Level
BFN	Beamforming Network
DAC	Digital to Analog Converter
MLL	Main-lobe Level
RLPL	Relación lóbulo principal - lateral ($RLPL[DB] = MLL[DB] - SLL_{MAX}[DB]$)
SLL	Side-lobe Level
SMA	SubMiniature version A (tipo de conector para cable coaxial)
SPI	Serial Peripheral Interface
TEM	Transverso Electromagnético
VNA	Vector Network Analyzer
μC	Microcontrolador

Índice de contenidos

Índice de símbolos	i
Índice de contenidos	ii
0.1. Resumen	iv
0.2. Abstract	v
1. Introducción	1
1.1. Arreglos de antenas	1
1.2. Redes de conformación	3
1.3. Alcance del proyecto	4
1.3.1. Antecedentes del grupo de trabajo	4
1.4. Organización	4
2. Factor de arreglo	5
2.1. Análisis del factor de arreglo	5
2.1.1. Direccionamiento de fase	7
2.1.2. Arreglos uniformes	8
2.1.3. Análisis utilizando la transformada de Fourier	11
2.1.4. Variación gradual de los coeficientes de amplitud	14
2.1.5. Subarreglos	16
3. Redes de conformación de haz	19
3.1. Introducción	19
3.2. Tipos de redes	20
3.2.1. Alimentación serie y paralela	20
3.2.2. Matriz de Butler	20
3.2.3. Matriz de Blass	23
3.2.4. Lente de Rotman	24
3.3. Comparación entre los tipos de redes	27
3.3.1. Matriz de Butler	27
3.3.2. Matriz de Blass	28

3.3.3. Lente de Rotman	30
3.3.4. Resumen	30
4. Diseño y Resultados	34
4.1. Diseño	34
4.1.1. Red de conformación	34
4.1.2. Red de distribución	39
4.1.3. Red completa	42
4.2. Resultados	44
4.2.1. Red de conformación	44
4.2.2. Red de distribución	46
4.2.3. Red completa	48
5. Conclusiones	58
A. Parámetros S	61
B. Adaptadores, acopladores y divisores	64
B.1. Adaptadores	64
B.2. Divisores y acopladores	67
B.2.1. Divisor de unión T	67
B.2.2. Divisor Resistivo	67
B.2.3. Divisor Wilkinson	68
B.2.4. Híbrido en cuadratura	69
C. Ecuaciones de diseño de la lente de Rotman	70
D. Figuras complementarias	73
D.1. Esquema de diseño de un <i>chamfered line</i>	73
D.2. Mediciones y simulaciones complementarias	73
D.3. Esquemas de simulación electromagnética de los conectores empleados	78
E. Caracterización	79
F. Actividades de Proyecto y Diseño	
G. Práctica Profesional Supervisada	

0.1. Resumen

Diseño e implementación de un sistema de conformación de haz para conjunto de antenas de microondas

Un arreglo de antenas es un grupo de múltiples antenas que operando de manera conjunta actúan como una antena para recibir y transmitir ondas de radio. Emplear un conjunto de antenas, mejora la sensibilidad y, mediante un control adecuado, posibilita la orientación dinámica del patrón de radiación (conformación de haz), respecto del empleo de una única gran antena. Los arreglos de antenas se utilizan en muchas aplicaciones, como por ejemplo en radares, radiotelescopios, antenas de celulares, etc. Cuando el arreglo tiene muchos elementos, la red de conformación de haz que lo alimenta puede volverse muy compleja.

Este trabajo propone un diseño analógico de redes de conformación que permite controlar arreglos de tamaño reducido y/o subarreglos en arreglos digitales de gran cantidad de elementos. En particular, se realizó el diseño e implementación de un sistema de conformación de haz para un arreglo plano de 4x4 antenas de microondas, el cual opera en la frecuencia de 5.8GHz con un ancho de banda de 580MHz (banda C de radares). El diseño está dividido en una red de conformación de haz y una red de distribución. Se estudiaron distintas redes de conformación de haz, y para escoger cual resulta mas conveniente implementar, se compararon la matriz de Butler, la matriz de Blass y la lente de Rotman. Por su desempeño para este trabajo, se escogió la lente de Rotman. La red de distribución/combinación está formada por divisores/combinadores de potencia Wilkinson. Se simularon y optimizaron las distintas partes del sistema por separado, y luego el sistema completo.

El diseño completo de la red de conformación se divide en dos partes, una que controla el apuntamiento respecto del eje x , y una parte que controla el apuntamiento respecto del eje y . Cada parte consta de una lente de Rotman, ambas idénticas, que se vinculan entre sí mediante la red de combinación/distribución.

Finalmente, se fabricó el sistema completo y se lo caracterizó en el laboratorio con un analizador vectorial de redes con el que se midieron los parámetros de *scattering*. Las mediciones realizadas se compararon con las simulaciones y se obtuvieron buenos resultados de acuerdo a los objetivos del proyecto.

0.2. Abstract

Design and implementation of a beamforming system for a microwave antenna array

An antenna array is a group of multiple antennas that operating together act as an antenna to receive and transmit radio waves. Using a set of antennas improves sensitivity and, through proper control, enables the dynamic orientation of the radiation pattern (beamforming), with respect to the use of a single antenna. Antenna arrays are used in many applications, such as radars, radio telescopes, cell phone antennas, etc. When the number of elements of the arrays is high, the beamforming network may become very complex.

This work proposes the design of an analog beamforming network that allows controlling small-sized arrays and / or sub-arrays in digital arrays of large numbers of elements. In particular, the design and implementation of a beamforming system for a planar array of 4x4 microwave antennas was performed, which operates at the frequency of 5.8GHz with a bandwidth of 580MHz. The design of the system was divided into two parts: a beamforming network and a distribution network. Different types of networks were studied, such as the Butler matrix, the Blass matrix and the Rotman lens. The Rotman lens was chosen due to the high performance for this work. The distribution/combination network was made of Wilkinson power dividers/combiners. The networks were simulated and optimized separately and then together.

The complete design of the beamforming system was divided into two parts: one that controls de beam steering on the x axis, and one that controls de beam steering on the y axis. Each part consists of a Rotman lens (the same for each), which are linked through the distribution/combination network.

Finally, the complete system was built and has been characterized in the laboratory with a vectorial network analyzer, with which the S parameters has been measured. The measurements obtained were compared with the simulations, getting good results according to the objectives of the work.

Capítulo 1

Introducción

1.1. Arreglos de antenas

Un arreglo de antenas puede definirse como un conjunto de antenas que, combinando las señales recibidas por cada una, o alimentando cada una de ellas con una determinada amplitud y fase, puede sintetizar un patrón de radiación determinado. Al estar formados por más de una antena, los arreglos pueden capturar campos electromagnéticos débiles, como si se tratase de una única gran antena. Las características de los patrones de radiación que puede generar un arreglo de antenas básicamente depende de las características del arreglo, las cuales son:

- cantidad de elementos,
- topología de la distribución espacial de los elementos,
- separación de los elementos,
- distribución de la amplitud de cada elemento,
- patrón de radiación de cada elemento en el arreglo,
- ancho de banda de los elementos en el arreglo.

De esta forma, existe en la actualidad una gran cantidad de formatos y topologías de arreglos de antenas que varían dependiendo de la aplicación, como por ejemplo en radares, sistemas de comunicaciones celulares, radiotelescopios, etc. Las ventajas que presenta el uso de arreglos en lugar de una antena de gran tamaño, es la gran velocidad con la que se puede cambiar la orientación del patrón de radiación con respecto a su contraparte mecánica (es decir, moviendo mecánicamente la gran antena), lo que permite detectar ángulos de arribo sin mover el arreglo (radares). Como desventaja, presenta un incremento en la complejidad del sistema. En la Figura 1.1 se muestran ejemplos de arreglo de antenas contra antenas grandes y de una antena única de gran tamaño.

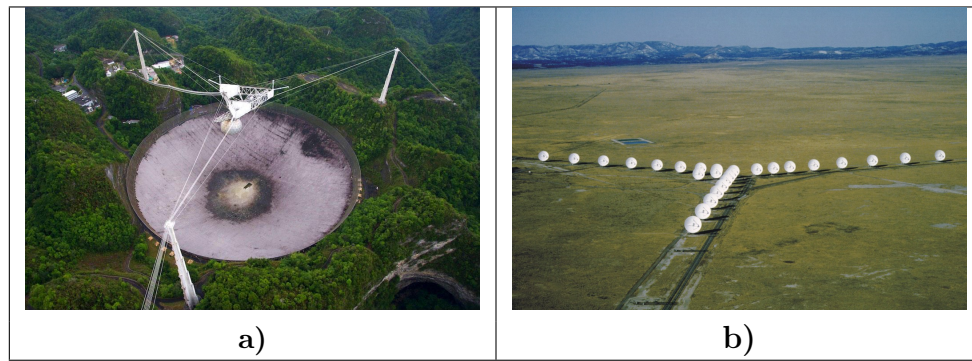


Figura 1.1: a) El radiotelescopio de Arecibo, Puerto Rico, está formado por una antena de 305 m de ancho. b) El *Very Large Array* (VLA) es un interferómetro formado por un arreglo en forma de Y con 27 antenas de 25 m de ancho. Se encuentra en San Agustín, Nuevo México.

Historia

Los primeros estudios y experimentos con arreglos de antenas comenzaron en la década del 1920. Durante la Segunda Guerra Mundial, gran parte del desarrollo de las tecnologías de arreglos de antenas se debió a los Estados Unidos y Gran Bretaña, por la motivación de construir radares para detectar vehículos enemigos. Los desarrollos de Brown, Forest, Schelkunoff, Marconi, entre otros [1, 2] fueron aportes vitales para el desarrollo de los radares. Después de la Segunda Guerra, la idea de direccionar el haz principal de un arreglo modificando la fase de sus elementos fué propósito de estudio para los investigadores. El primer arreglo en el cual se direccionaba el haz principal mediante desfasadores fue reportado en 1937.

Los métodos de análisis y síntesis para arreglos de antenas fueron desarrollados por Schelkunoff y Dolph. Los esquemas de la distribución de amplitud de los elementos del arreglo propuesto por ellos, permitió sintetizar patrones de radiación con bajos lóbulos laterales, lo que reducía la interferencia debida a estos. En base a estos trabajos, se desarrolló la teoría de filtros digitales con el fin de cambiar dinámicamente la amplitud de los elementos para reducir la interferencia. Esta teoría, gracias a Howells y Applebaum, fundó las bases de los arreglos adaptivos, inteligentes y reconfigurables que se siguen estudiando en la actualidad.

Los primeros arreglos de antenas operaban en el rango de los kilohertz. Los avances en las técnicas de fabricación y tecnologías de los materiales, permitieron un incremento en la cantidad de elementos del arreglo como así también un incremento en la frecuencia de operación. Así, el desempeño de los arreglos activos (aquellos que tienen elementos activos como amplificadores, desfasadores de estado sólido, etc.) y pasivos mejoró con los avances tecnológicos.

1.2. Redes de conformación

La red de conformación de haz es la encargada de generar la fase y amplitud relativa de la señal que va/proviene de cada elemento del arreglo, para generar el patrón de radiación deseado. Así, muchas veces es también necesaria una red que se encarga de combinar/distribuir la señal de/a muchos elementos del arreglo, llamada red de distribución.

Las redes de conformación pueden ser analógicas (pasivas o activas), o digitales. En las analógicas pasivas, los desfases se producen por elementos pasivos, como por ejemplo acopladores, líneas de retardo, etc, mientras que en las activas los desfases y controles de amplitud se producen por elementos activos como amplificadores, desfases controlados digitalmente, etc. En las redes digitales, se generan las señales digitales con las correspondientes fases y amplitudes relativas, y luego, mediante un conversor digital-analógico (DAC), se reconstruye la señal analógica que alimenta a las antenas del arreglo; se realiza el proceso inverso con un conversor analógico-digital (ADC) para el caso de un arreglo receptor. Las ventajas de los arreglos digitales respecto a los analógicos es que permiten, en principio, direccionar el haz principal mediante un barrido continuo de ángulos, mientras que las analógicas sólo permiten unos pocos ángulos discretos. Sin embargo, las digitales son más complejas y costosas que las analógicas. También es posible implementar un enfoque híbrido para reducir la complejidad del sistema, en donde se divide el arreglo en varios subarreglos analógicos, que son controlados como elementos individuales de forma digital. En la Figura 1.2 se muestran esquemas de ejemplos de redes de conformación digitales y analógicas.

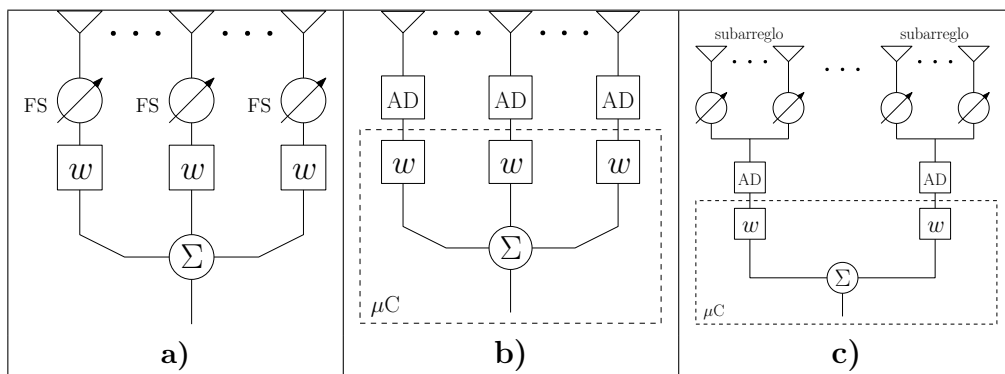


Figura 1.2: Tipos de redes de conformación en formato de receptor: **a)** Red de conformación analógica; **b)** Red de conformación digital; **c)** Red de conformación híbrida: control digital de subarreglos analógicos. FS: desfases, w : control de amplitud. μC : microcontrolador.

En resumen, dependiendo del tipo de arreglo y de patrón que se desea sintetizar, existen distintos tipos y topologías de redes de distribución y conformación, algunos de los cuales considerados más relevantes, serán abordados con mayor detalle en los próximos capítulos.

1.3. Alcance del proyecto

La propuesta de este trabajo consiste en el diseño e implementación de la red de conformación de haz para un arreglo plano de antenas, en la frecuencia de 5.8 GHz correspondiente a la banda C de radares. En particular, el objetivo es diseñar un sistema de conformación y distribución analógico para un arreglo pequeño en cantidad de elementos (4x4), el cual podría ser utilizado como un subarreglo en un enfoque híbrido de un arreglo con mayor cantidad de elementos. El trabajo propone que el conformador opere con un ancho de banda relativo del 10 %, es decir, de 580 MHz.

1.3.1. Antecedentes del grupo de trabajo

Este trabajo se desarrolló en el Laboratorio de Investigación Aplicada en Telecomunicaciones dentro del Centro Atómico Bariloche, en donde se realizan actividades en las áreas de RF y microondas, óptica y fotónica. Dentro de la línea de proyectos de RF y microondas, algunos de los trabajos previos realizados por el grupo incluyen diseño e implementación de antenas de banda ultra ancha [19–21], diseño e implementación de adaptadores de impedancias para antenas de gran ancho de banda [22, 23], diseño e implementación de un filtro pasabanda sintonizable. Dentro del área de óptica y fotónica, y en relación con este trabajo, se desarrollaron trabajos de conformación de haz óptica [24–27]. Además, actualmente se encuentra en desarrollo un proyecto integrador de ingeniería en Telecomunicaciones que consiste en el diseño e implementación de un arreglo de antenas que utilizará el sistema de conformación de este proyecto como red de alimentación.

1.4. Organización

La organización de este manuscrito está distribuida en cinco capítulos: Introducción, Factor de Arreglo, Redes de Conformación de Haz, Diseño y Resultados, y Conclusiones. En el primer capítulo se da una breve introducción a los arreglos de antenas y a las redes de conformación de haz, sus aplicaciones, un poco de la historia detrás de su desarrollo y como surge la motivación de este trabajo. El segundo y tercer capítulo describen la teoría necesaria para el diseño y caracterización del proyecto. En el cuarto capítulo, se detalla el diseño de las distintas partes del proyecto, y se muestra también la caracterización de las mismas. Por último, en las conclusiones se resume brevemente lo realizado a lo largo del trabajo y se da un análisis final de los resultados.

Capítulo 2

Factor de arreglo

El factor de arreglo AF (pro sus siglas en inglés, *Array Factor*) es un parámetro que se utiliza para describir a los arreglos de antenas. El mismo, es el patrón de radiación que genera el arreglo cuyos elementos son radiadores isotrópicos, y por lo tanto este patrón de radiación es ficticio. En este capítulo se presenta una descripción teórica y se describen los aspectos más relevantes para este trabajo acerca del análisis del factor de arreglo de un conjunto de antenas.

2.1. Análisis del factor de arreglo

Consideremos un conjunto de N antenas cuyos centros de fase están dados por las coordenadas (x_f, y_f, z_f) , entonces el campo electromagnético total está dado por la superposición de los campos de todas las antenas:

$$\mathbf{E}_T(x, y, z) = \sum_{n=0}^N \mathbf{E}_n(x - x_f, y - y_f, z - z_f). \quad (2.1)$$

El subíndice f hace referencia al punto fuente del campo, mientras que las coordenadas sin subíndice hacen referencia al punto donde se está observando el mismo.

El campo de una fuente puntual está dado por la siguiente expresión [1]:

$$\mathbf{E}(r|r') = \frac{e^{-jkR}}{4\pi R}, \quad (2.2)$$

en donde $r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$, $R = |\mathbf{r} - \mathbf{r}'|$ es la distancia del punto de observación a la fuente puntual, $r' = |\mathbf{r}'|$ es el vector posición de la fuente puntual, $k = 2\pi/\lambda$ y el signo de la exponencial depende si la onda sale de la antena (signo negativo) o viaja hacia

la antena (signo positivo). Si la fuente está en el origen, la ecuación anterior se vuelve

$$\mathbf{E}(r) = \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \quad (2.3)$$

con $r = |\mathbf{r}|$. Considerando que el conjunto de las N antenas son fuentes puntuales, el campo total está dado por

$$\mathbf{E}_T(x, y, z) = \sum_{n=0}^N w_n \frac{e^{-jkR_n}}{R_n} \quad (2.4a)$$

$$\mathbf{E}_T(x, y, z) = \sum_{n=0}^N w_n \frac{e^{jkR_n}}{R_n} \quad (2.4b)$$

con el campo eléctrico en modo transmisión en 2.4a, y en modo recepción según 2.4b, donde w_n es un peso o amplitud que se le asigna a cada fuente puntual. Teniendo en cuenta que el arreglo está muy lejos de donde observamos el campo (esto es $r \gg 10\lambda$), las distancias R_n del punto de observación al elemento puntual son todas aproximadamente iguales en el denominador, con lo que la ecuación anterior queda una sumatoria de factores de fase pesados por cada w_n :

$$\mathbf{E}_T(x, y, z) = \sum_{n=0}^N w_n e^{jkR_n}. \quad (2.5)$$

Entonces se define el factor de arreglo AF como el campo producido por un conjunto de N fuentes puntuales con fases Ψ_n y amplitudes w_n :

$$AF = \sum_{n=0}^N w_n e^{j\Psi_n} \quad (2.6)$$

en donde $\Psi_n = kR_n$ y $w_n = a_n e^{j\delta_n}$ es la amplitud compleja del elemento n -ésimo. La mayoría de los arreglos de antenas suelen ser lineales o planos, como se muestra en la Figura 2.1. Para simplificar los cálculos, de aquí en más se supondrá que el arreglo está sobre alguno de los ejes x , y o z o bien sobre alguno de los planos $x - y$, $x - z$, o $y - z$. Se puede escoger el centro de fase de todo el arreglo en forma arbitraria, pero a fin de simplificar los cálculos suele tomarse como el primer elemento o bien el centro geométrico del mismo.

Dependiendo del eje o plano sobre el que está el arreglo, el término de fase se puede calcular como

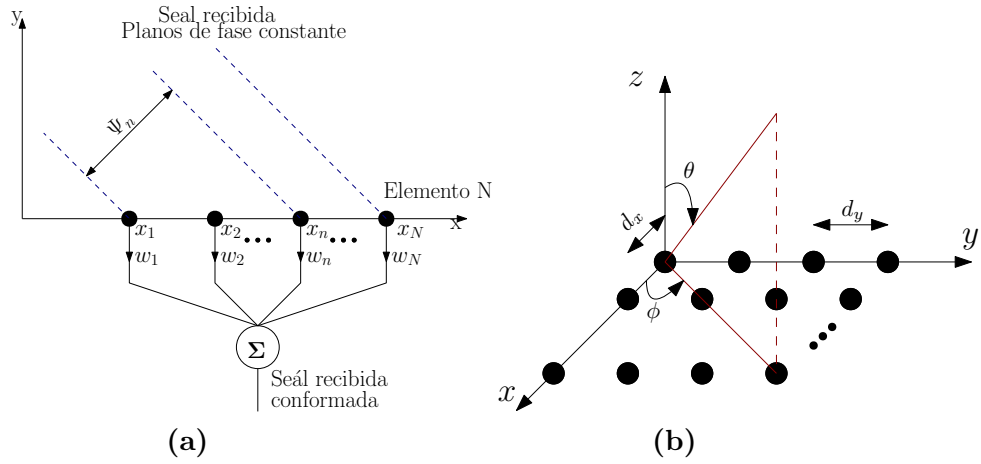


Figura 2.1: Diagrama esquemático de un arreglo. a) Arreglo lineal sobre el eje x . b) Arreglo sobre el plano $x - y$

$$\Psi_n = \begin{cases} kx_n \cos(\phi) = kx_n \sin(\theta) & \text{(sobre el eje } x) \\ ky_n \sin(\phi) = kx_n \sin(\theta) & \text{(sobre el eje } y) \\ kz_n \cos(\theta) & \text{(sobre el eje } z) \\ k(x_n u + y_n v) & \text{(sobre el plano } x-y) \\ k(x_n u + z_n w) & \text{(sobre el plano } x-z) \\ k(y_n v + z_n w) & \text{(sobre el plano } y-z) \end{cases} \quad (2.7)$$

en donde (θ, ϕ) se corresponden con los ángulos respecto de zenith y de azimuth de las coordenadas esféricas, respectivamente, (x_n, y_n) son las coordenadas del elemento n -ésimo, $u = \sin(\theta) \cos(\phi)$, $v = \sin(\theta) \sin(\phi)$ y $w = \cos(\theta)$ (notando que $\Psi_n = kx_n \cos(\phi) = kx_n u$ ($\theta = \frac{\pi}{2}, \phi$) y así para los casos lineales sobre y y z). El factor de arreglo es entonces función de las amplitudes, fases, posición en el espacio y la frecuencia de las fuentes puntuales.

2.1.1. Direcccionamiento de fase

El valor máximo de AF se obtiene cuando el término de fase es 1, es decir $\Psi_n = 0$ para todo n y vale

$$AF_{max} = \sum_{n=1}^N w_n. \quad (2.8)$$

La ubicación de este máximo se puede mover a un ángulo $u = u_s$ variando las fases de las amplitudes complejas w_n de manera que $\Psi_n = 0$, con lo que las fases relativas de cada elemento, por ejemplo, en un arreglo en el eje x , serán

$$\Psi_n = kx_n u + \delta_n = 0 \quad (2.9)$$

con $\delta_n = -kx_n u_s$. En la Figura 2.2 se muestra el factor de arreglo para 4 antenas ubicadas sobre el eje x con distintos ángulos de apuntamiento, con $f = 5.8$ GHz y $d_x = \frac{\lambda}{2}$.

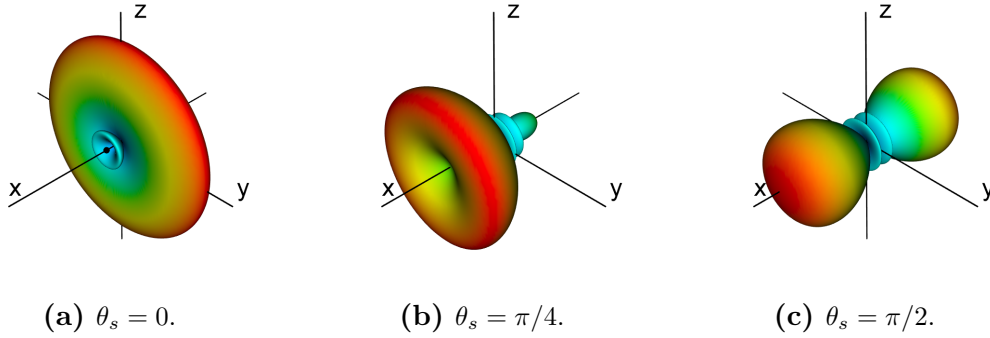


Figura 2.2: Representación en 3 dimensiones del factor de arreglo para el caso lineal con diferentes ángulos de apuntamiento.

2.1.2. Arreglos uniformes

Un arreglo es de suma uniforme cuando todos los $a_n = 1 \forall n$ y de resta uniforme cuando $a_n = 1$ para $n \in \{1, 2, \dots, N/2\}$ y $a_n = -1$ para $n \in \{N/2 + 1, \dots, N\}$, estando los de resta uniforme limitados a arreglos con cantidad de elementos par para que haya simetría. En estos dos casos el espaciamiento entre los elementos es d , constante.

Observemos que ocurre con el AF en el caso de suma uniforme, asumiendo que el centro de fase es el primer elemento

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)\Psi} = 1 + e^{j\Psi} + \dots + e^{j(N-1)\Psi}, \quad (2.10)$$

en donde

$$\Psi = k d u = \begin{cases} k d \cos(\phi) = k d \sin(\theta) & \text{(sobre el eje x)} \\ k d \sin(\phi) = k d \sin(\theta) & \text{(sobre el eje y)} \\ k d \cos(\theta) & \text{(sobre el eje z).} \end{cases} \quad (2.11)$$

El punto de referencia de fase puede elegirse de manera arbitraria, teniendo en cuenta que hay que multiplicar la ecuación por un factor de fase adecuado al desplazamiento. En particular, tomando el centro de fase como el centro geométrico del arreglo se obtiene la siguiente expresión:

$$AF = \sum_{n=1}^N e^{j(n - \frac{N+1}{2})\Psi} \quad (2.12)$$

observando que las ecuaciones 2.10 y 2.12 difieren sólo en $e^{j(\frac{N-1}{2})\Psi}$, el cual es la diferencia de fase entre el elemento 1 y el centro. Multiplicando la ecuación 2.12 por $e^{j\Psi}$ se obtiene

$$AF e^{j\Psi} = e^{j\Psi} + \dots + e^{jN\Psi} \quad (2.13)$$

luego

$$AF - AF e^{j\Psi} = 1 - e^{jN\Psi} \quad (2.14)$$

despejando AF se obtiene

$$AF = \frac{1 - e^{jN\Psi}}{1 - e^{j\Psi}} = \frac{\sin(N\Psi/2)}{\sin(\Psi/2)} e^{j\frac{N-1}{2}\Psi} \quad (2.15)$$

y si el centro de fase es el centro geométrico del arreglo:

$$AF = \frac{\sin(N\Psi/2)}{\sin(\Psi/2)}. \quad (2.16)$$

Se puede notar que la ecuación 2.16 tiene máximo en $\Psi = 0$ y vale $AF(\Psi = 0) = N$. En la Figura 2.3 se muestran gráficos de la ecuación 2.16 para distintos valores de N . Cabe notar que el mismo gráfico se obtiene si se toma una sección de la Figura 2.2a con $\theta = 0$ o $\phi = 0$. Entonces la ecuación de AF normalizado queda:

$$AF_N = \frac{\sin(N\Psi/2)}{N \sin(\Psi/2)} \quad (2.17)$$

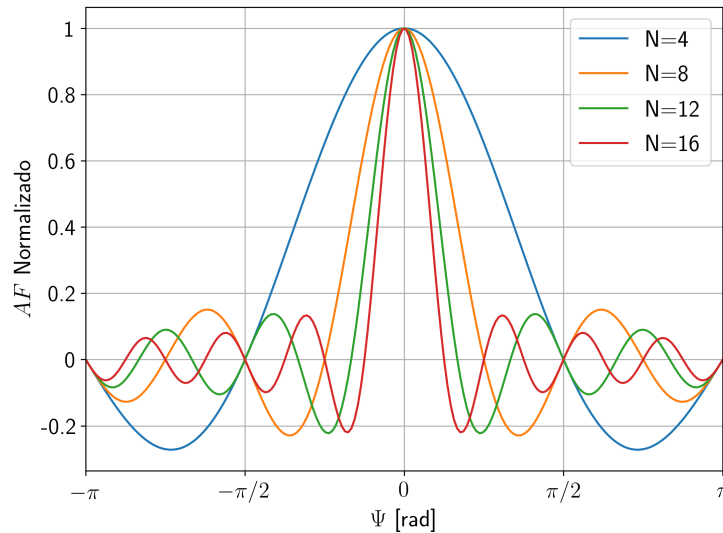


Figura 2.3: AF para arreglos lineales sobre el eje x , para distintos valores de N .

Los nulos de 2.16 están en:

$$AF(\Psi_{0m}) = 0 \rightarrow \Psi_{0m} = \frac{2m\pi}{N}, \quad m \in \mathbb{N} \quad (2.18)$$

Consecuentemente, los lóbulos laterales son máximos locales de 2.17, que se pueden

calcular utilizando la aproximación $\sin(x) \approx x$ para x chico. Entonces:

$$\sin(N\Psi_{LL}/2) = \pm 1 \rightarrow \Psi_{LL} = \frac{2n+1}{N}\pi, \quad n \in \mathbb{N} \quad (2.19)$$

Reemplazando este Ψ en 2.17 podemos encontrar el valor aproximado de los lóbulos laterales (SLL , de las siglas en inglés *side lobe level*):

$$SLL \approx \frac{1}{N\Psi_{LL}/2} = \frac{1}{\frac{N}{2}\frac{3\pi}{N}} \approx 0.212 = -13.5\text{dB} \quad (2.20)$$

Es claro que esta aproximación funciona bien para valores pequeños de N , y recordando que esta aproximación es sólo válida para arreglos lineales uniformes. Otro parámetro relevante, es el ancho del haz nulo a nulo θ_{BW} , que se puede calcular con la ecuación 2.18 tomando $m = 1$:

$$\Psi_{01} = kd \sin(\theta_{BW}) \approx kd\theta_{BW} = 2\pi/N \rightarrow \theta_{BW} = \frac{2\lambda}{Nd} \quad (2.21)$$

Para calcular el ancho de 3 dB, utilizamos una aproximación tomando N grande, de manera que el numerador de 2.17 es mucho más grande que el denominador, en el cual se puede utilizar la aproximación $\sin(x) \approx x$ y 2.17 se aproxima a una sinc:

$$AF_N = \frac{\sin(N\Psi/2)}{N \sin(\Psi/2)} \approx \frac{\sin(N\Psi/2)}{N\Psi/2} = \text{sinc}(N\Psi/2). \quad (2.22)$$

Para encontrar el ancho de 3 dB entonces hay que resolver $AF_N = 1/\sqrt{2}$, en donde utilizando el resultado $\text{sinc}(x) = 1/\sqrt{2} \rightarrow x = 1.3916$:

$$\frac{N\Psi}{2} = 1.3916 \rightarrow u_{3dB} = \frac{0.443}{\frac{dN}{\lambda}}. \quad (2.23)$$

Si se utiliza un espaciamiento de $\lambda/2$ se obtiene:

$$\theta_{3dB} = \frac{101.5^\circ}{N}. \quad (2.24)$$

Arreglos planos uniformes

Una forma de construir un arreglo plano consiste en agrupar arreglos lineales. Por ejemplo, consideremos un arreglo sobre x con N_{x_1} elementos, separados una distancia d_x con amplitudes w_{1_n} . Luego se añade otro arreglo a lo largo de x con N_{x_2} elementos separados por d_x , a una distancia d_y del primer arreglo desplazado Δ_2 sobre x respecto del primer arreglo. Repitiendo sucesivamente este procedimiento se obtiene el arreglo plano como se muestra en la Figura 2.4, en donde N_y es el número de arreglos lineales en x cada uno con N_{x_m} elementos.

En estas condiciones, el factor de arreglo está dado por

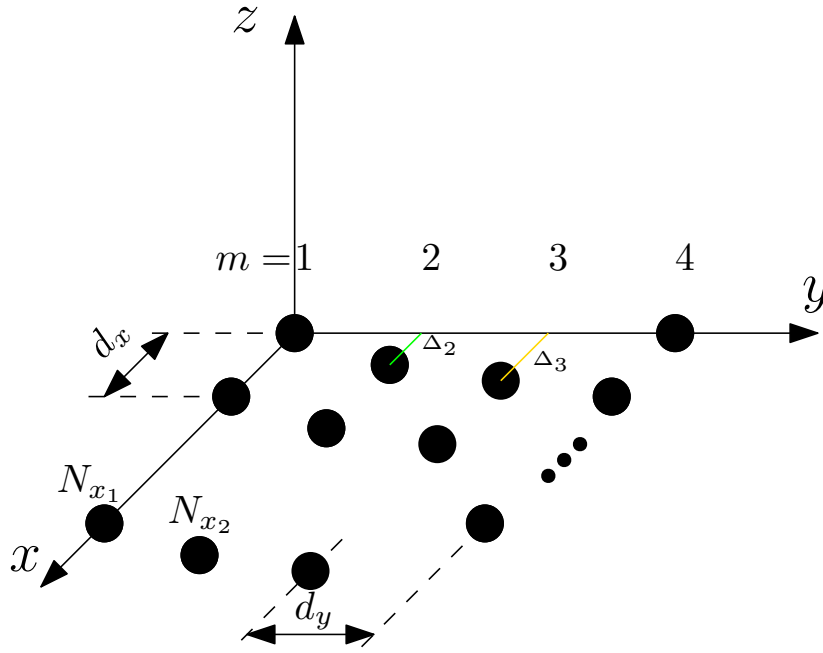


Figura 2.4: Arreglo plano. Se observan 4 arreglos con N_{x_1}, \dots, N_{x_4} elementos apilados a lo largo de y , con $\Delta_3 \neq \Delta_2 \neq 0$ y $\Delta_4 = 0$.

$$\begin{aligned}
 AF &= \sum_{m=1}^{N_y} \sum_{n=1}^{N_{x_m}} w_{mn} e^{jk(x_n u + y_m v)} \\
 &= \sum_{m=1}^{N_y} \sum_{n=1}^{N_{x_m}} w_{mn} e^{jk([(n-1)d_x u + \Delta_m] + (m-1)d_y v)}.
 \end{aligned} \tag{2.25}$$

Si consideramos el caso uniforme $a_{mn} = 1 \forall m, n$ y rectangular con espaciamiento uniforme, es decir $\Delta_m = 0 \forall m$ y $d_x = d_y = d$ se obtiene:

$$\begin{aligned}
 AF &= \sum_{m=1}^{N_y} \sum_{n=1}^{N_x} e^{jk((n-1)d u + (m-1)d v)} \\
 &= \sum_{m=1}^{N_y} \sum_{n=1}^{N_x} e^{jkd(n-1)u} e^{jkd(m-1)v}
 \end{aligned} \tag{2.26}$$

En la Ecuación 2.26 se observan dos términos de fase: uno que depende de u y otro de v , los cuales representan las fases de arreglos lineales en x y en y , respectivamente. Entonces, este resultado puede ser interpretado de la siguiente manera: un factor de arreglo plano, uniforme y rectangular se puede representar como la suma de las fases de los arreglos en x y y que forman este arreglo plano. El factor de arreglo de la Ecuación 2.26 se observa en la Figura 2.5 para el caso de apuntamiento vertical $(\theta, \phi) = (0, 0)$.

2.1.3. Análisis utilizando la transformada de Fourier

Una forma de interpretar el funcionamiento de un arreglo de antenas en recepción es considerar que toma muestras espaciales de la señal, debido a que los elementos del arreglo están en puntos discretos del espacio. A modo de evitar el equivalente a un efecto de replicado o *aliasing*, se debe cumplir el teorema de Nyquist de forma espacial,

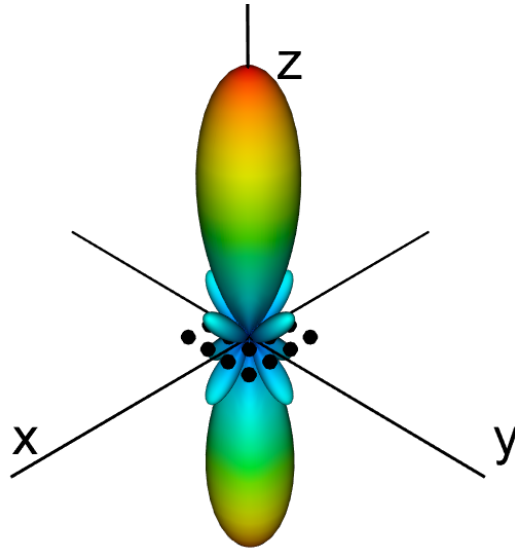


Figura 2.5: Factor de arreglo para un arreglo plano, uniforme y rectangular con 16 elementos. Apuntamiento $(\phi, \theta) = (0, 0)$, $d = \lambda/2$ y $f = 5.8$ GHz.

lo que implica que las muestras sean tomadas en intervalos

$$\Lambda_s \leq \frac{\lambda}{2} \text{ en espacio,} \quad (2.27)$$

de manera que $\frac{\lambda/2}{T/2} = c$ es la velocidad de la luz en el vacío y T es el tiempo entre muestras.

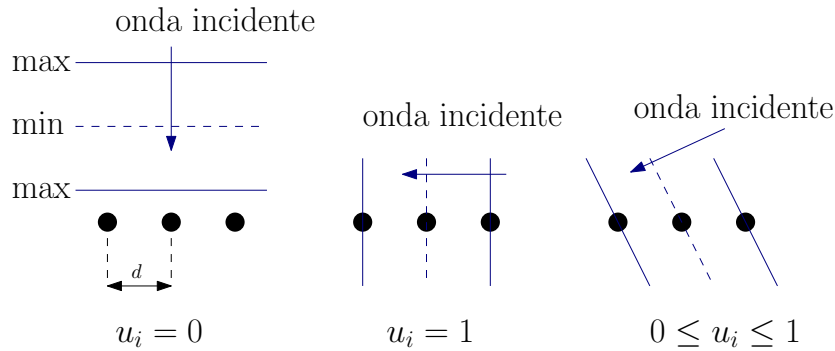


Figura 2.6: Arreglo que toma muestras de una onda incidente para distintos ángulos $u_i = \sin(\theta_i)$ de incidencia.

Como se observa en la Figura 2.6, dependiendo del ángulo de incidencia la distancia entre los elementos del arreglo influye en el muestreo de la señal. Por ejemplo, para incidencia normal al arreglo (esto es $u_i = 0$) no importa el valor de d , ya que la señal incide en todos los elementos de la misma forma. Esto no ocurre para los casos $u_i \neq 0$, en donde se observa que para $u_i = 1$ se necesita $d = \lambda/2$ para cumplir con Nyquist. Entonces, para un d fijo, el ángulo u_A en donde empieza a haber *aliasing* establece:

$$\frac{\lambda}{2} = du_A \quad (2.28)$$

de donde se observa lo siguiente:

- $d < \lambda/2$, entonces $u_A > 1$ y se considera a la señal sobremuestreada,
- $d = \lambda/2$, entonces $u_A = 1$ y se considera a la señal perfectamente muestreada,
- $d > \lambda/2$, entonces $u_A < 1$ y se considera a la señal submuestreada

El *aliasing* se puede observar como réplicas del lóbulo principal. Estas réplicas son llamadas *grating lobes* y aparecen en intervalos u_g dados por

$$u_g = u_s \pm \frac{m\lambda}{d} \quad (2.29)$$

en donde u_s es el ángulo de apuntamiento. Este aliasing se encuentra representado en la Figura 2.7.

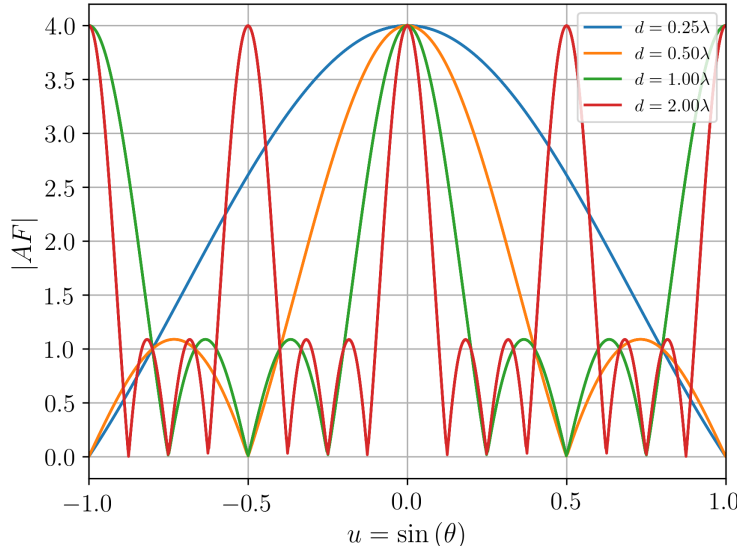


Figura 2.7: Factor de arreglo para distintos valores de d , para un arreglo sobre x con 4 elementos y $u_g = 0$.

Incrementar la frecuencia de la señal hace que d/λ se incremente también, con lo que un arreglo diseñado para muestreo óptimo en el centro de una banda va a sobremuestrear las frecuencias inferiores al centro de la banda y a submuestrear las frecuencias superiores al centro de la banda.

Este efecto, llamado *beam squint*, produce un pequeño error de apuntamiento como se observa en la Figura 2.8. De forma analítica, a partir de las Ecuaciones 2.6 y 2.7, teniendo en cuenta que el arreglo se diseñó para una frecuencia f_c , se tiene que $k = 2\pi/\lambda$

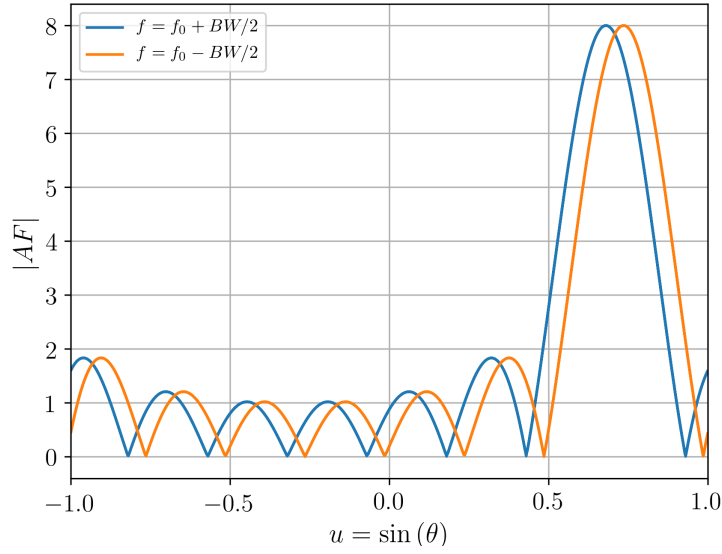


Figura 2.8: *Beam squint* para un arreglo lineal de 8 elementos, con $f_c = 5.8$ GHz, $BW = 580$ MHz y $d = \frac{\lambda}{2} = \frac{c}{2f_c}$, apuntando en $\theta_s = \pi/4$.

con $\lambda = c/f$ y $d = \frac{\lambda}{2} = \frac{c}{2f_c}$, donde f es la frecuencia de la señal. En estas condiciones, reemplazando los parámetros k , λ y d en la Ecuación 2.6 se obtiene

$$\begin{aligned} AF &= \sum_{n=1}^N w_n e^{j \frac{2\pi f}{c} \frac{c}{2f_c} (n-1) \sin(\theta)} \\ &= \sum_{n=1}^N w_n e^{j \pi \frac{f}{f_c} \sin(\theta)}. \end{aligned} \quad (2.30)$$

Se observa que la fase del factor de arreglo se ve afectada por un factor f/f_c , lo que produce el error de apuntamiento que se observa en la Figura 2.8. La diferencia angular está dada por

$$\text{máx} \{(u_C - u_L), (u_C - u_H)\}, \quad (2.31)$$

con

$$\begin{aligned} u_L - u_H &= u_s \frac{\lambda_H - \lambda_L}{\lambda_c} \\ &= u_s f_c \left(\frac{1}{f_H} - \frac{1}{f_L} \right) \end{aligned} \quad (2.32)$$

donde u_L y u_H son el ángulo de apuntamiento en las frecuencias del extremo inferior y superior de la banda f_L y f_H respectivamente, u_s es el ángulo de apuntamiento deseado y f_c es la frecuencia del centro de la banda $f_c = (f_L + f_H)/2$.

2.1.4. Variación gradual de los coeficientes de amplitud

Variar gradualmente la amplitud en cada elemento controla la directividad y la amplitud de los lóbulos laterales del factor de arreglo. Las funciones de variación que

logran un bajo SLL en general tienen una forma en donde la amplitud de los elementos centrales es alta y decrece hacia los elementos de los extremos del arreglo. Una apertura en donde la distribución de las amplitudes no es uniforme recolecta/emite menos energía electromagnética que una uniforme, y por lo tanto es menos eficiente.

Algunos ejemplos de funciones de amplitud se muestran en la Tabla 2.1, en la cual se pueden observar distribuciones del tipo lineal, cosinusoidal, coseno elevado a alguna potencia, entre otras.

w_n	Primer lóbulo lateral [dB]	θ_{3dB} [grados]	eficiencia
1	-13.3	$\frac{50.8}{Nd/\lambda}$	1.0
$ \frac{2n-1}{N} - 1 $	-26.5	$\frac{73.1}{Nd/\lambda}$	0.75
$ (\frac{2n-1}{N})^2 - 1 $	-15.8	$\frac{66.2}{Nd/\lambda}$	0.83
$\cos((\frac{2n-1}{N} - 1)\frac{\pi}{2})$	-23	$\frac{68.2}{Nd/\lambda}$	0.81
$\cos^3((\frac{2n-1}{N} - 1)\frac{\pi}{2})$	-39.3	$\frac{95}{Nd/\lambda}$	0.58
$\cos^4((\frac{2n-1}{N} - 1)\frac{\pi}{2})$	-46.7	$\frac{106.2}{Nd/\lambda}$	0.51

Tabla 2.1: Comparación entre distintas funciones de amplitud y su desempeño en arreglos lineales.

En el cálculo de SLL (ver Ecuación 2.20) y de θ_{3dB} (ver Ecuación 2.23) se supone que N es grande, y como se observa a medida que aumenta en ancho del lóbulo principal, SLL baja y también la eficiencia. En la Figura 2.9 se observan algunos ejemplos de factor de arreglo con distintas funciones de variación de amplitud.

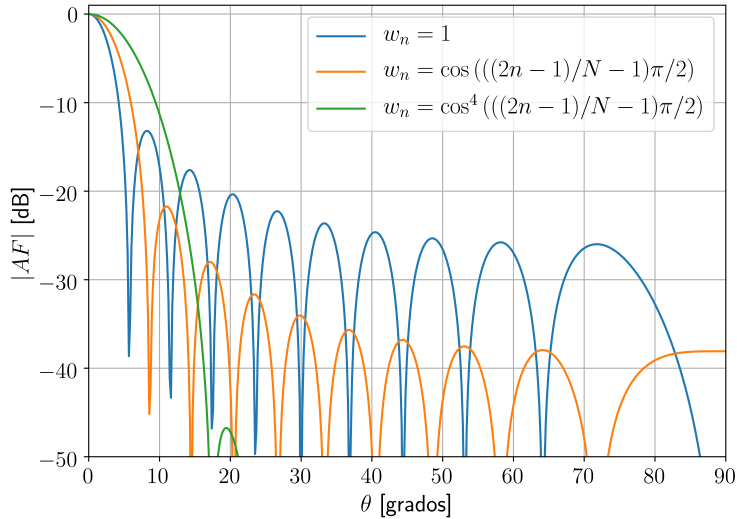


Figura 2.9: Ejemplos de $|AF|$ para distintas funciones de amplitud. El arreglo tiene $N = 20$ y $d = \lambda/2$.

2.1.5. Subarreglos

Cuando se implementan arreglos con una cantidad muy elevada de elementos, éstos suelen dividirse en varios subarreglos más pequeños. Éstos permiten variar las amplitudes y fases del conjunto de elementos que conforman un subarreglo, así como en cada elemento individualmente. Si las variaciones de amplitud y fase sólo se efectúan a nivel del subarreglo como elemento, se obtiene un decremento notable en la complejidad y costo del arreglo total, permitiendo que los elementos del subarreglo tengan una distribución uniforme (es decir $w_n = 1$). Como consecuencia, se introducen lóbulos laterales en el factor de arreglo. La amplitud efectiva de un elemento de un subarreglo es el producto de la amplitud del propio elemento por la amplitud del subarreglo, como

$$w_n = a_{mn} \times b_m, \quad (2.33)$$

donde a_{mn} es la amplitud del elemento n el cual está en el subarreglo m , b_m es la amplitud de todo el subarreglo en el puerto m . Si consideramos que N_s es el número de subarreglos y N_e es el número de elementos del subarreglo, variando únicamente la amplitud de cada subarreglo implica que $a_{mn} = 1$ y para N_e constante las amplitudes w_n se pueden representar como

$$\mathbf{w} = [\underbrace{b_1 b_1 \dots b_1}_{N_e} \underbrace{b_2 b_2 \dots b_2}_{N_e} \underbrace{b_{N_s} b_{N_s} \dots b_{N_s}}_{N_e}], \quad (2.34)$$

donde \mathbf{w} es un vector que contiene como elemento a todos los w_n . Considerando el factor de arreglo de cada subarreglo, se obtiene que el factor de arreglo total está dado por

$$\begin{aligned} AF &= \sum_{m=1}^{N_s} AF_e b_m e^{jk(m-(N_s+1)/2)dN_e \sin(\theta)} \\ &= AF_e \sum_{m=1}^{N_s} b_m e^{jk(m-(N_s+1)/2)dN_e \sin(\theta)} \\ &= AF_e \times AF_s \end{aligned} \quad (2.35)$$

donde AF_e es el factor de arreglo de cada subarreglo, de acuerdo con la Ecuación 2.16, y AF_s es el factor de arreglo del conjunto de subarreglos, considerando a cada subarreglo como elemento. La ecuación 2.35 muestra entonces que el factor de arreglo total es el producto del factor de arreglo debido al subarreglo, AF_e , por el factor de arreglo que se obtiene de considerar una fuente puntual en el centro de fase de cada subarreglo. Los máximos de los lóbulos laterales aparecen en AF_s según

$$\theta_g = \sin^{-1} \left(\frac{g\lambda}{dN_e} \right) \quad \text{para } g = 1, 2, \dots \text{ y } g \leq \frac{dN_e}{\lambda}. \quad (2.36)$$

Se puede ver que AF_e tiene nulos en los ángulos θ_g (ver Ecuación 2.18), en consecuencia los lóbulos laterales de AF_s tendrán nulos en sus centros. Como resultado, los lóbulos laterales del factor de arreglo total no serán tan grandes como aquellos asociados con grandes valores de d . En la Figura 2.10 se muestra el ejemplo para un arreglo con $N_e = 64$ elementos distribuido en $N_s = 8$ subarreglos, en donde cada subarreglo tiene distribución uniforme y entre los subarreglos la distribución es del tipo coseno.

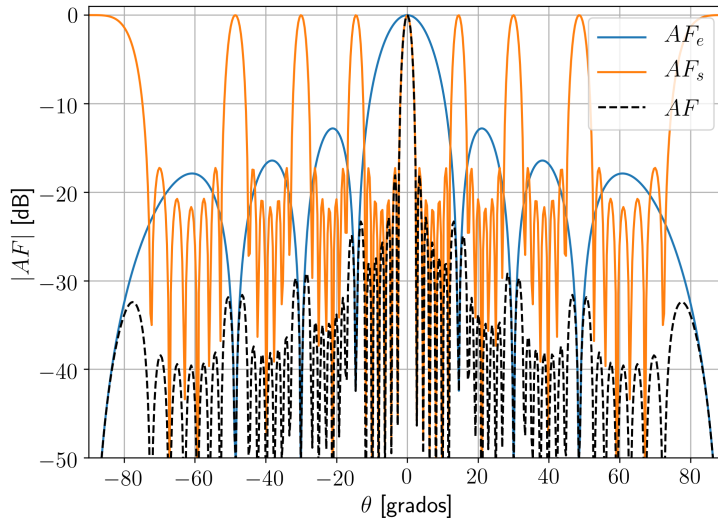


Figura 2.10: Se observa $|AF|$ normalizado como el producto de AF_e y AF_s para una distribución de amplitudes de subarreglos del tipo coseno. Los máximos de la curva naranja que no están en $\theta = 0$ se corresponderían a utilizar $d > \lambda/2$.

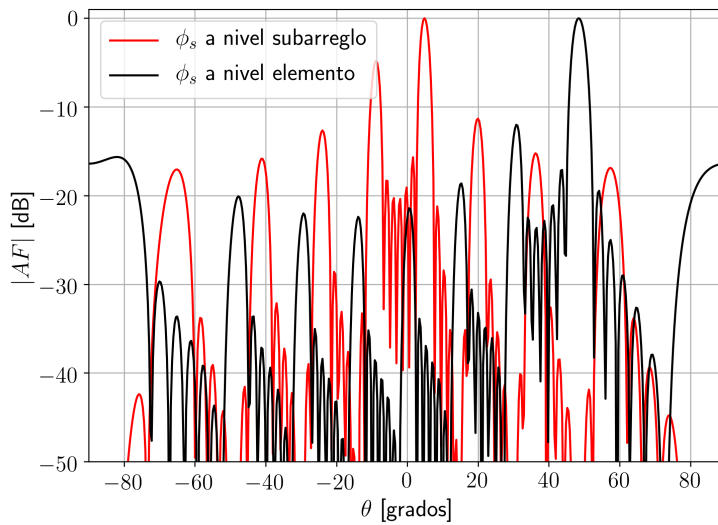


Figura 2.11: Se observa $|AF|$ aplicando un direccionamiento a nivel de subarreglo vs. aplicando el direccionamiento a nivel de elemento. Se observa que en el segundo caso el SLL es menor.

Como se observa, los lóbulos laterales de AF_s aparecen con mayor frecuencia puesto

que $N_s d \geq \lambda$, y por supuesto también se observa que AF es el producto $AF_s \times AF_e$.

Direccionar el arreglo a nivel de subarreglo (por ejemplo, utilizando desfasadores en los puertos de cada subarreglo en lugar de un desfasador en cada elemento) produce lóbulos laterales con mucha amplitud. En consecuencia, un correcto direccionamiento del haz principal debe hacerse a nivel del elemento. En la Figura 2.11 se muestra el arreglo del ejemplo anterior direccionando a nivel de elemento y a nivel de subarreglo.

Capítulo 3

Redes de conformación de haz

En este capítulo se introducen las redes de conformación de haz, sus modelos y una descripción de las características principales de cada tipo, así como un análisis comparativo entre las redes presentadas para un caso particular de aplicación. Cabe recordar que como se mencionó en la introducción de este trabajo, los tipos de redes discutidos en esta sección son analógicas.

Las simulaciones presentadas en el presente capítulo, se basan en diseños utilizando tecnología *microstrip*, pero no se discutirán los cálculos de los mismos, como por ejemplo, los cálculos de impedancias características, constantes dieléctricas efectivas, etc. Para ello se puede consultar [1, 4, 5] entre otros.

3.1. Introducción

Una red de conformación de haz toma la señal de todos los elementos de un arreglo y las combina en el receptor, o, a la inversa, toma la señal de un transmisor y la distribuye a todos los elementos de un arreglo para formar el haz que se va a transmitir.

Hay 3 grandes tipos de redes de conformación: las redes analógicas pasivas, aquellas que generan los desfases necesarios en cada elemento utilizando elementos analógicos, por ejemplo, acopladores; las redes analógicas activas, aquellas que utilizan elementos activos como desfases digitales, amplificadores, etc; y por último las redes de conformación digitales, aquellas donde la señal de cada elemento es generada/combinada en un microprocesador, mediante procesamiento digital y se distribuye/combina a los elementos utilizando conversores ADC y DAC. Cabe mencionar que esta última es la tecnología más versátil y avanzada, ya que permite generar básicamente cualquier ángulo de apuntamiento. Los tipos de redes analógicas pasivas más comunes incluyen la alimentación distribuida (o paralela), que son redes formadas por un conjunto de divisores/combinadores de potencia que distribuyen la señal a todos los elementos del

arreglo. Estos tipos de redes también incluyen por ejemplo la matriz de Butler y la matriz de Blass. Otro enfoque consiste en la distribución en serie, en donde la señal de un elemento o antena se distribuye a otro elemento o conjunto de elementos. Otro tipo de redes consiste en las lentes de tipo Bootlace y la lente de Rotman y sus variantes. La mayoría de las redes de conformación analógicas están hechas de líneas de transmisión (como microstrip, cable coaxial, etc), elementos pasivos como combinadores/divisores de potencia (como por ejemplo el Wilkinson) y de componentes activos como por ejemplo amplificadores. Las pérdidas de las líneas de transmisión y la adaptación de impedancias entre cada uno de los elementos de una red de conformación, y de la red con el arreglo, son muy importantes, puesto que determinan la eficiencia de la transferencia de energía de la señal mediante la red de conformación. Otro parámetro importante a tener en cuenta en el diseño de una red son las pérdidas por retorno, que determinan que porcentaje de la energía aplicada a la red vuelve en forma de onda reflejada. Es claro que una desadaptación de impedancias produce pérdidas por retorno debidas a las reflexiones que se producen en el punto físico en donde cambia la impedancia del medio.

3.2. Tipos de redes

3.2.1. Alimentación serie y paralela

La alimentación serie y distribuida son los métodos mas comunes para distribuir una señal a los elementos de un arreglo. Una alimentación paralela utiliza acopladores y divisores/combinadores de potencia para distribuir o combinar la potencia de los elementos del arreglo. Estos combinadores/divisores unen varias líneas desde o hacia los elementos, es decir, todos los elementos poseen identico peso w_n . Por otro lado, los elementos en una red de alimentación serie comparten la misma línea de transmisión, es decir, que cada elemento que se encuentra en una posición posterior recibe una señal pesada con un desfase en retraso y una atenuación. Ejemplos de estos casos se muestran en la Figura 3.1.

3.2.2. Matriz de Butler

La matriz de Butler [15] es una red de conformación de haz, que en su forma más simple consiste en un híbrido en cuadratura (como se observa en el apéndice B.2.4) y sólo permite dos ángulos de apuntamiento, los correspondientes a un desfase de $\psi = \pm\pi/2$ entre los elementos. La versión siguiente, que es para $N = 4$ antenas, está formada por cuatro híbridos en cuadratura y dos desfasadores de 45 grados, como se observa en la Figura 3.2.

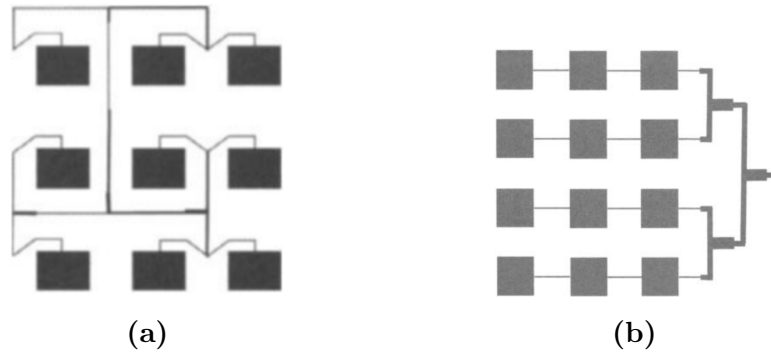


Figura 3.1: Ejemplos de redes de alimentacion **a)**paralela, y **b)** serie-paralela. Figuras tomadas de [1]

Es posible implementar matrices de Butler para $N = 2^m$ elementos con $m = 1, 2, \dots, M$. Según que puerto se excita, se obtiene un ángulo de apuntamiento, o haz, diferente. Los N haces conformados están equiespaciados angularmente según $\phi = (2n - 1)\pi/N$, y la fase en cada puerto de salida, para el caso de una matriz de 4×4 , está dada por (ver Apéndice A)

$$\begin{bmatrix} b_5 \\ b_6 \\ b_7 \\ b_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 45 & 90 & 135 \\ 0 & -135 & 90 & -45 \\ 0 & 135 & -90 & 45 \\ 0 & -45 & -90 & -135 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix}. \quad (3.1)$$

Por lo tanto los factores de arreglo están dados por

$$AF_n = \frac{\sin [N(kdu + \delta_{mn})/2]}{\sin [(kdu + \delta_{mn})/2]}, \quad (3.2)$$

y la posición de los máximos está dada por

$$\Psi_{max}^{mn} = kdu + \delta_{mn}, \quad (3.3)$$

para $d = \lambda/2$. Se puede estimar la cobertura angular de la matriz según [1]

$$\Lambda = 2 \sin^{-1} \left(\frac{\lambda}{2d} (1 - N^{-1}) \right). \quad (3.4)$$

Reemplazando 3.4 en 3.2 se puede calcular el nivel donde se cruzan los haces *BCL* (por sus siglas en inglés *beam crossover level*),

$$BCL = \frac{1}{N \sin \left(\frac{\pi}{2N} \right)}, \quad (3.5)$$

el cual tiende a $2/\pi$ cuando N es grande.

En la Figura 3.3 se pueden observar los factores de arreglo que se pueden generar

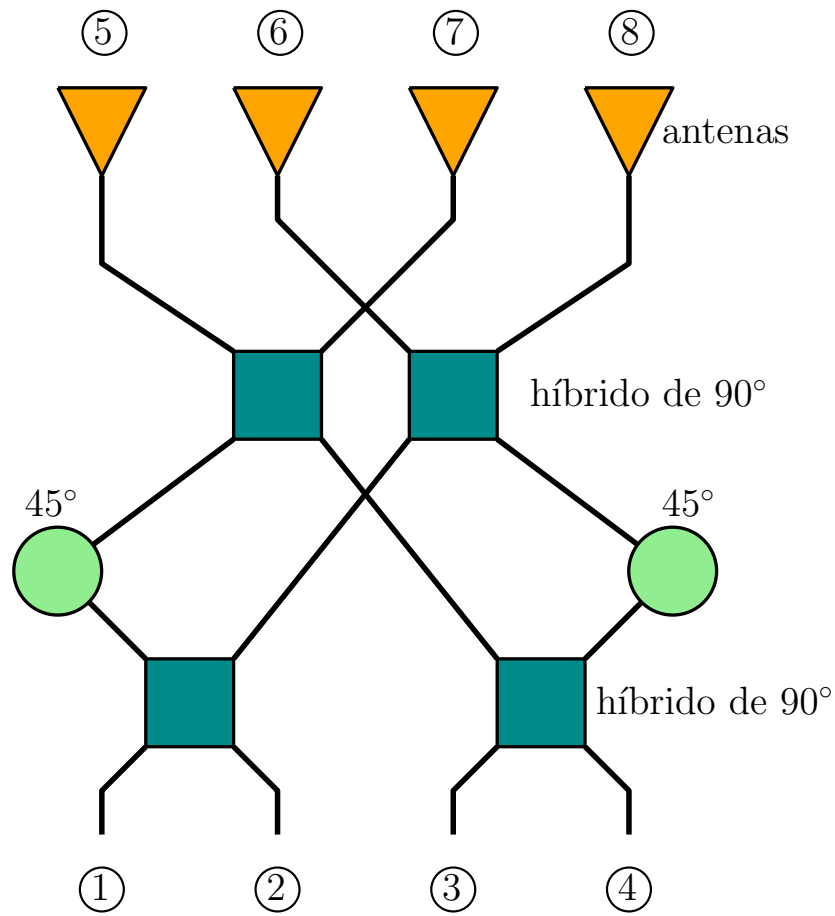


Figura 3.2: Esquema de una Matriz de Butler para cuatro antenas.

por una matriz de Butler de 4x4.

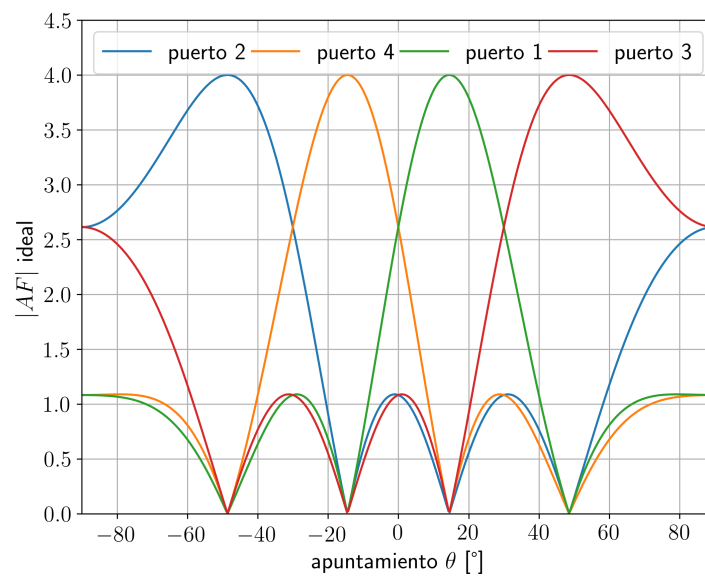


Figura 3.3: Factores de arreglo ideales generados por la matriz de Butler de 4x4, para $f = 5.8\text{GHz}$.

cada resistencia.

3.2.4. Lente de Rotman

Una lente es una estructura que permite enfocar la energía electromagnética en un punto. Una red de alimentación que utiliza lentes [1] está formada por una lente y guías de onda conectadas a ella. La forma de la lente y los largos de las guías de onda son tales que el camino de fase entre el punto focal de la lente y el centro de fase de la antena es constante.

La lente de Rotman [6] es un tipo de lente con tres puntos focales. Esta formada por tres contornos $\Sigma_1, \Sigma_2, \Sigma_3$ o puertos: el puerto de haces (*beam port*, puerto de entrada de la lente), el puerto de arreglo (*array port*, puerto de salida) y el puerto donde se conectan las antenas, como se muestra en la Figura 3.5.

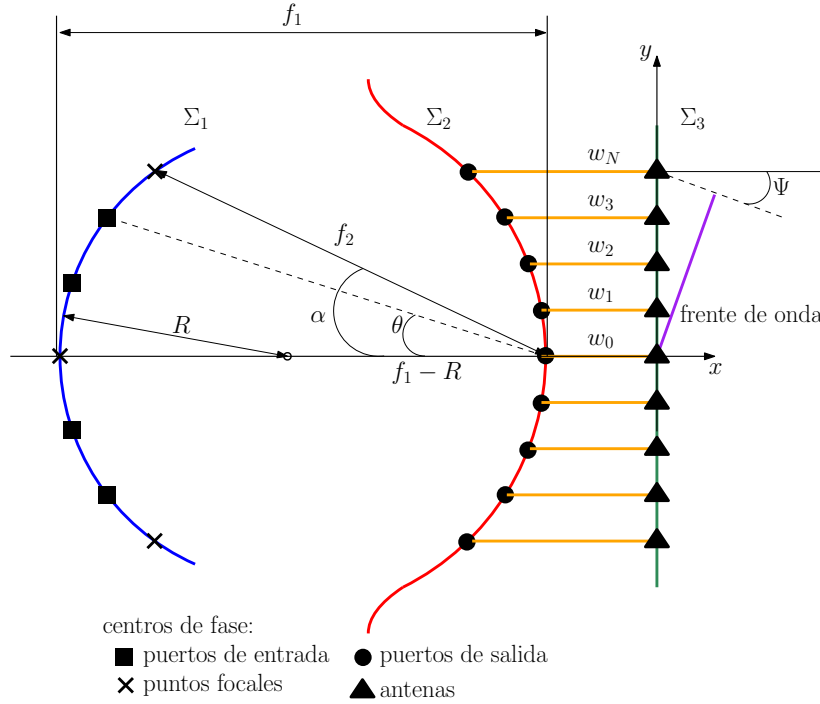


Figura 3.5: Esquema de una lente de Rotman.

El contorno del puerto de haz, Σ_1 , es un arco circular sobre el que están los focos de la lente en los puntos $(-f_2 \cos(\alpha), f_2 \sin(\alpha))$, $(-f_1, 0)$ y $(-f_2 \cos(\alpha), -f_2 \sin(\alpha))$. Los centros de fases de los puertos de entrada están distribuidos sobre Σ_1 en ángulos θ de manera simétrica. Los centros de fase del puerto de salida están sobre Σ_2 y dependen de los parámetros α , $\beta = f_2/f_1$ y de γ , en donde $\Psi = \sin^{-1}(\gamma \sin(\theta))$ es el ángulo de apuntamiento y γ es la relación focal. Los largos w_0, \dots, w_N de las líneas de transmisión dependen también de estos parámetros. Las ecuaciones de diseño se muestran en el apéndice C.

En la Figura 3.6 se observa como varían los contornos de la lente en función de los parámetros β , γ , α y θ .

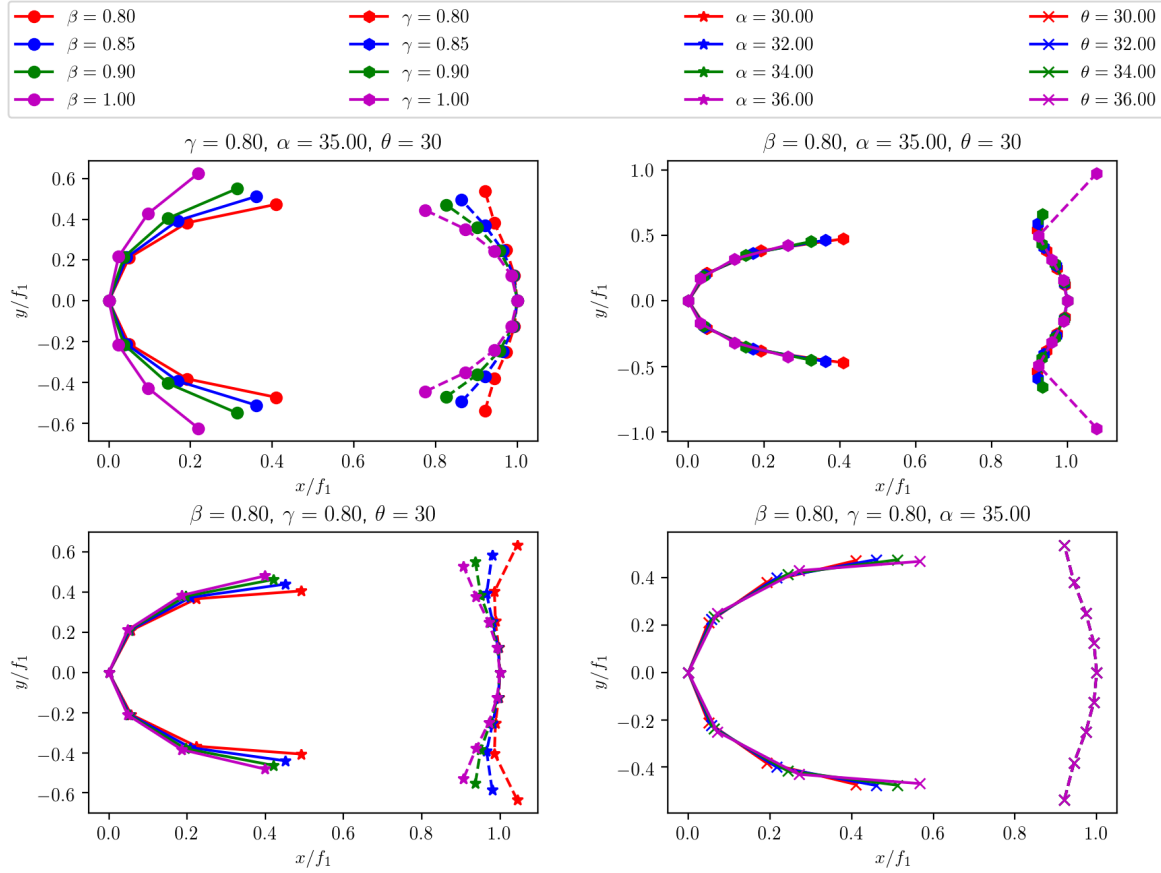


Figura 3.6: Variación de los parámetros de la lente de Rotman. En línea continua se muestran los puertos de entrada y en línea cortada se muestran los puertos de salida. En el ejemplo se tomó $N = 9$ y $M = 7$.

Como se observa en 3.6, distintos diseños se pueden obtener para los mismos ángulos de apuntamiento, dejando θ y γ constantes. El largo del foco principal, f_1 , al igual que α , permiten variar el tamaño de la lente, de manera de encontrar el tamaño adecuado para la implementación en algún sustrato. De todas formas, al aumentar el tamaño de la lente aumentan las pérdidas.

Si bien las ecuaciones de diseño no dependen de la frecuencia, existen otros factores que limitan el ancho de banda. Por ejemplo, si se implementan en microstrip, se debe considerar adaptar los centros de fase de los puertos de entrada y salida con las líneas de transmisión de impedancia Z_0 . Una posibilidad para esta adaptación es utilizar un adaptador de impedancia progresiva, en donde varía el ancho linealmente entre $Z = Z_0$ y la impedancia que resulte en el puerto de la lente. Cabe aclarar que no es del todo correcto utilizar la teoría mencionada anteriormente para el cálculo de estos adaptadores, puesto que, si bien uno de los extremos que se quiere adaptar es una línea de

transmisión de microstrip en la cual se propaga sólo el modo *quasi-tem*, en el lado de la lente esto ya no se cumple. En el interior de los contornos de la lente, existe una propagación de múltiples modos que interfieren de manera que se genera el haz direccionado en el ángulo θ del puerto. De esta forma, no es cierto que haciendo más largo el adaptador se obtendrá una mejor adaptación. Un largo adecuado se encuentra en aproximadamente λ_g (λ en el sustrato con $Z = Z_0$) [11]. Se pueden utilizar software de simulación que permita optimizar la adaptación variando el largo u otros parámetros del adaptador. Sin embargo, existen otras técnicas de adaptación [9, 10].

Otro factor importante del diseño es la utilización de puertos falsos de terminación o *dummy ports*, para reducir las reflexiones que se producen en los contornos de la lente. Se deben ubicar los centros de fase de dichos puertos entre los puertos de entrada y salida utilizando alguna distribución geométrica [13]. Se debe evaluar, en función del tamaño de la lente y del ancho de una línea de Z_0 , si es conveniente implementar tales puertos, ya que esto incrementa la complejidad de diseño e incrementa las pérdidas. Se debe considerar también que al incrementar la cantidad de puertos es necesario aumentar el tamaño de la lente, de lo contrario se obtendrán curvas para Σ_2 que no permiten implementar un diseño, como por ejemplo el caso para $(\gamma = 1, \beta = 0.8, \alpha = 35, \theta = 30)$ en la Figura 3.6 representada por la curva violeta discontinua. Deberían quitarse los dos centros de fase de los extremos para que sea implementable el mencionado caso.

Existen muchas variantes del diseño original propuesto por Rotman y Turner [6], como por ejemplo el de Katagi [14] que introduce una nueva variable de diseño que reduce el error de fase en la apertura del arreglo y permite reducir el tamaño de la lente. Esta nueva variable consiste en admitir que Σ_1 no sea un arco circular. En el diseño original de la lente, si se utilizan los puntos focales como puertos de entrada, el error de fase es nulo. Otras variantes de diseño permiten obtener algún Σ_1 de manera que la lente tenga cuatro focos, pero acotan los ángulos de apuntamiento que se pueden obtener.

3.3. Comparación entre los tipos de redes

Para determinar qué red de conformación resulta más conveniente utilizar, se comparan la matriz de Butler, la matriz de Blass y la lente de Rotman todas para $N = 4$ antenas y $M = 4$ haces posibles. Se realiza una simulación electromagnética de la implementación en microstrip de cada modelo, utilizando un sustrato FR4 ($\epsilon_R = 4.4$ y $h = 1.6\text{mm}$) y comparando diversas características del factor de arreglo generado por cada red. Los factores de arreglo se generan de forma numérica utilizando los parámetros S de las simulaciones de cada red de acuerdo con la siguiente ecuación que se repite por conveniencia, teniendo en cuenta los parámetros mencionados

$$AF(f) = \sum_{n=1}^4 w_n(f) e^{-jkx_n \sin(\theta)}, \quad (3.8)$$

en donde cada amplitud $w_n(f) = |S_{m,n}(f)| e^{j\phi_{m,n}(f)}$ está dada por los parámetros S de transferencia (ver apéndice A), $x_n = (n - 1)d$ es la posición de cada elemento del arreglo y θ es un vector con un tamaño de 500 puntos para graficar el factor de arreglo. En estas condiciones, el resultado ideal que se desea obtener debería ser tal que:

- el módulo de los coeficientes de transferencia sea igual para todos los puertos, en todo el ancho de banda (arreglo uniforme),
- la fase de los coeficientes de transferencia sea lineal en todo el ancho de banda (ángulos de apuntamiento correctos),
- el módulo de los coeficientes de reflexión sea el menor módulo posible, considerando aceptable $|S_{n,n}| < -10\text{dB}$.
- los lóbulos laterales posean un $SLL \approx -11.3\text{dB}$ (correspondiente al SLL ideal para un arreglo lineal uniforme de 4 antenas, se puede ver en la Figura 3.3).

3.3.1. Matriz de Butler

Una forma de implementación en microstrip de la matriz es la que se muestra en la Figura 3.7.

Pueden reemplazarse los puentes que se observan en la Figura por dos acopladores híbridos pegados. Los trazos curvos entre los acopladores producen los desfases de 45° respecto de los otros trazos con forma de X. En la Figura 3.8 se muestran los parámetros S de la simulación electromagnética, y los factores de arreglo producidos por esta red se observan en la Figura 3.9.

Como se puede observar en los resultados, es posible considerar el ancho de adaptación ($|S_{1,1}| < -10\text{dB}$) va desde 5.6 a 6.15 GHz, que equivale a unos 550MHz aproxi-

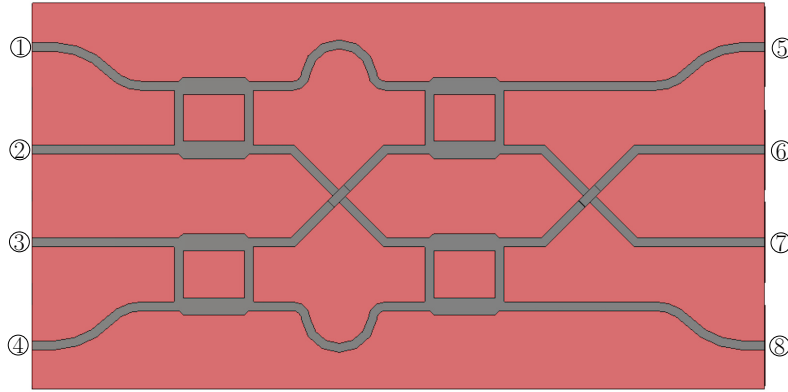


Figura 3.7: Implementación de una matriz de Butler para cuatro elementos.

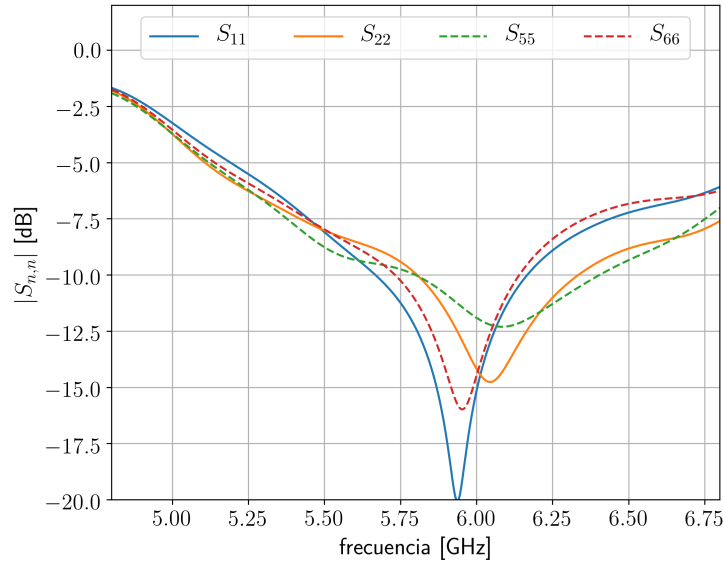


Figura 3.8: Magnitud de los parámetros S de la simulación de la matriz de Butler de la Figura 3.7.

madamente. Los factores principales que limitan el desempeño y ancho de banda de la matriz de Butler son el ancho de banda de los acopladores híbridos y la implementación de los puentes. La relación de amplitud de lóbulo principal-lateral, $RLPL$, definida como

$$RLPL[\text{dB}] = MLL[\text{dB}] - \max \{SLL\}[\text{dB}], \quad (3.9)$$

donde MLL es la amplitud del lóbulo principal (*Main-Lobe Level*), para la matriz de Butler se corresponde a $RLPL_{Butler} = 5.22\text{dB}$.

3.3.2. Matriz de Blass

Una forma de implementar una matriz de Blass en microstrip para $M = 4$ y $N = 4$ es la que se muestra en la Figura 3.10. Como se observa, en la implementación se

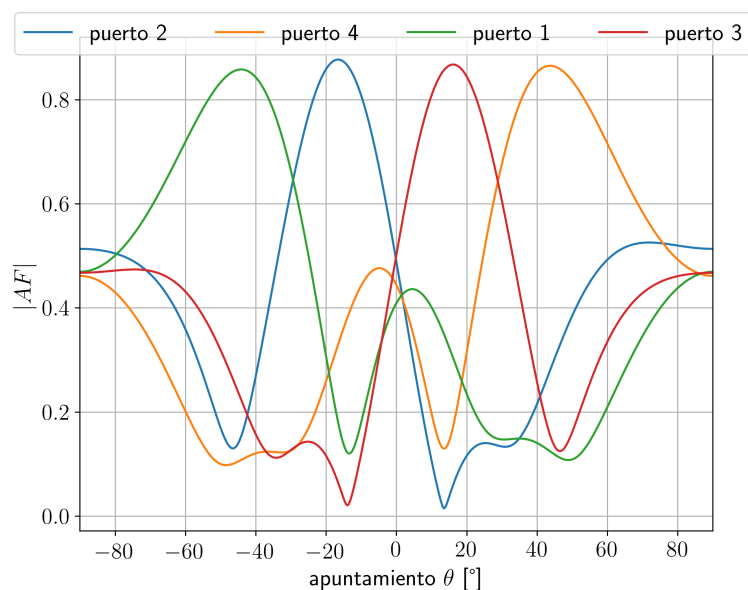


Figura 3.9: Factores de arreglo generados por la matriz de la Figura 3.7 para $f = 5.8\text{GHz}$.

utilizaron acopladores híbridos de 90° . Los parámetros S de la simulación se muestran en la Figura 3.11 y el factor de arreglo en la Figura 3.12.

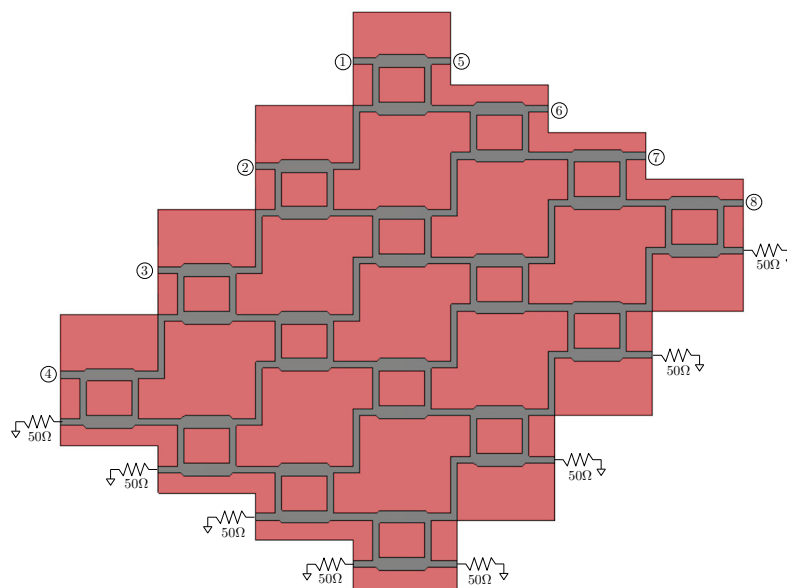


Figura 3.10: Implementación de una matriz de Blass para $N = 4$ antenas y $M = 4$ haces posibles.

En la Figura 3.11 es posible observar que el ancho de banda de adaptación va desde 5.6 a 6.6 GHz que equivale a 1GHz de ancho de banda aproximadamente. Sin embargo, en la Figura 3.12 se observa que los factores de arreglo no son uniformes. Esto se debe a que si la señal de excitación entra en el puerto 2, por ejemplo, existen más acopladores entre la entrada y la salida respecto al caso en que la entrada es el puerto 1. Además, si la señal de excitación ingresa por el puerto 1, la señal de salida de cada elemento

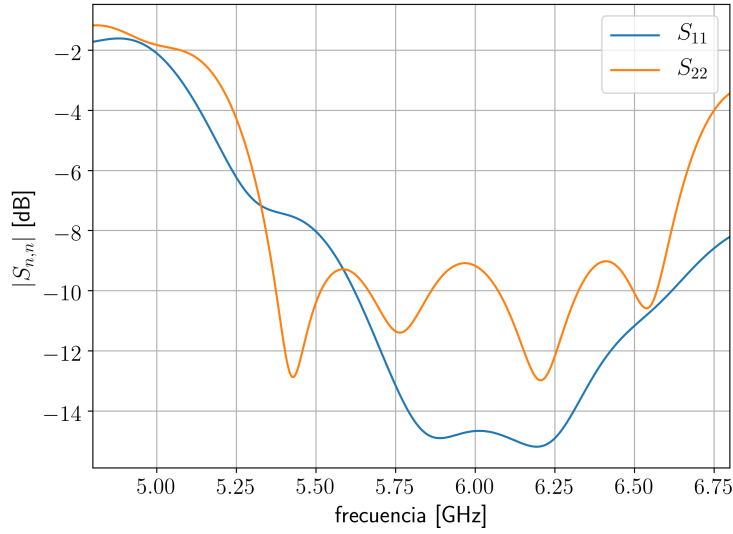


Figura 3.11: Magnitud de los parámetros S de la simulación de la matriz de Blass de la Figura 3.10.

cae 3dB respecto al elemento del puerto anterior, debido a los acopladores híbridos de 90° . La relación entre el lóbulo principal y lateral en el caso del puerto 3 equivale a $RLPL_{Blass} \approx 3dB$.

3.3.3. Lente de Rotman

La lente de Rotman implementada en microstrip se muestra en la Figura 3.13, en donde se diseñó la lente para ángulos de apuntamiento de $\pm 35^\circ$ y $\pm 10^\circ$. Los parámetros S y el factor de arreglo se muestran en las Figuras 3.14 y 3.15 respectivamente. De acuerdo a los resultados de la Figura 3.14, el ancho de banda de adaptación es de 2GHz, excepto por el parámetro $S_{2,2}$ el cual tiene un valor de $-7dB$ en la frecuencia central. En cuanto a los factores de arreglo, se observa que los coeficientes de transmisión son más uniformes que los obtenidos con la matriz de Blass, y además la relación de lóbulo principal a lóbulo lateral es de $RLPL_{Rotman} \approx -9.33dB$.

3.3.4. Resumen

Para concluir en la comparación de las redes de conformación mencionadas, se presenta el desempeño de cada tipo analizándolo de acuerdo a los parámetros de interés, según se muestra en la Tabla 3.1.

Los puntos relevantes de comparación que se muestran en la Tabla 3.1 incluyen desde el desempeño de las redes, hasta la complejidad de elementos y cantidad de componentes, ya que el factor económico puede ser una limitante a la hora de la im-

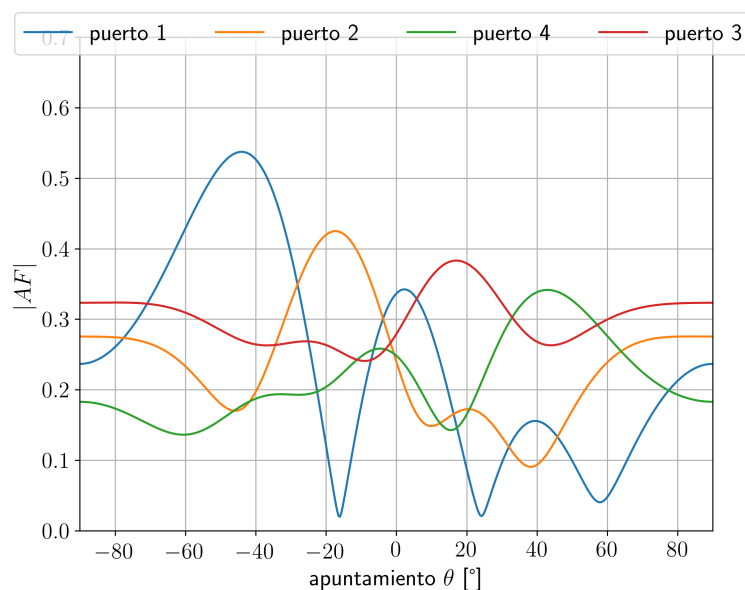


Figura 3.12: Factores de arreglo generados por la matriz de la Figura 3.10 para $f = 5.8\text{GHz}$.

plementación. Las *vías* en la matriz de Blass se utilizan para conectar las resistencias de terminación a tierra, y la variable *complejidad de diseño* se consideró como alta cuantos más parámetros de diseño posee la red.

Si bien es cierto que la lente de Rotman es superior en desempeño frente a las otras redes, el diseño de esta se realizó con un software de optimización electromagnética, en donde se ajusta el largo de los adaptadores, los centros de fase de los puertos de la lente y los largos de las líneas de transmisión de los puertos de salida, de manera de optimizar la adaptación y los coeficientes de transmisión.

A partir de los resultados presentados y del análisis comparativo se eligió la lente de Rotman como red de conformación del proyecto.

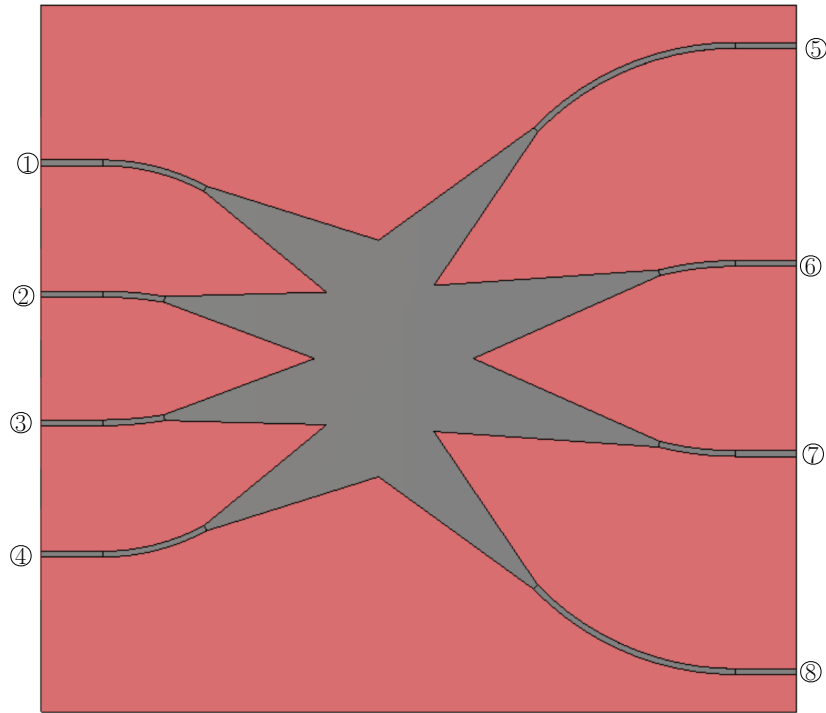


Figura 3.13: Implementación de una lente de Rotman para $N = 4$ antenas y $M = 4$ haces posibles.

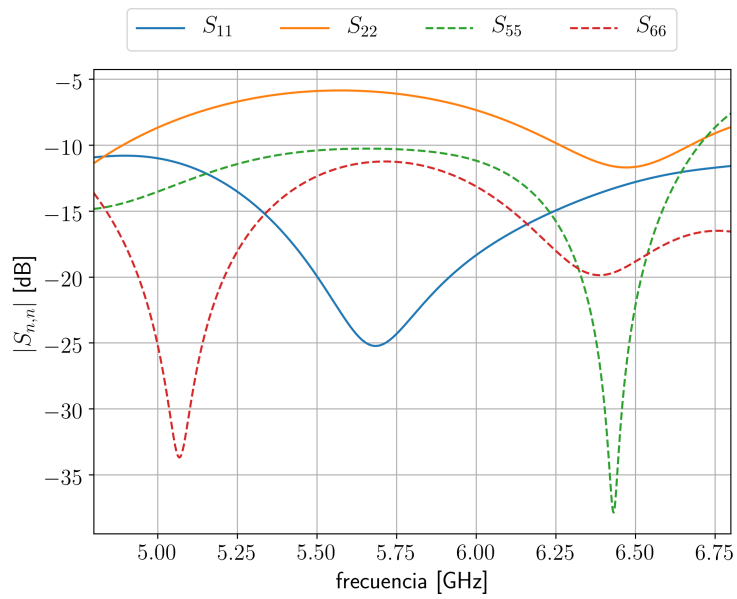


Figura 3.14: Magnitud de los parámetros S de la simulación de la lente de Rotman de la Figura 3.13.

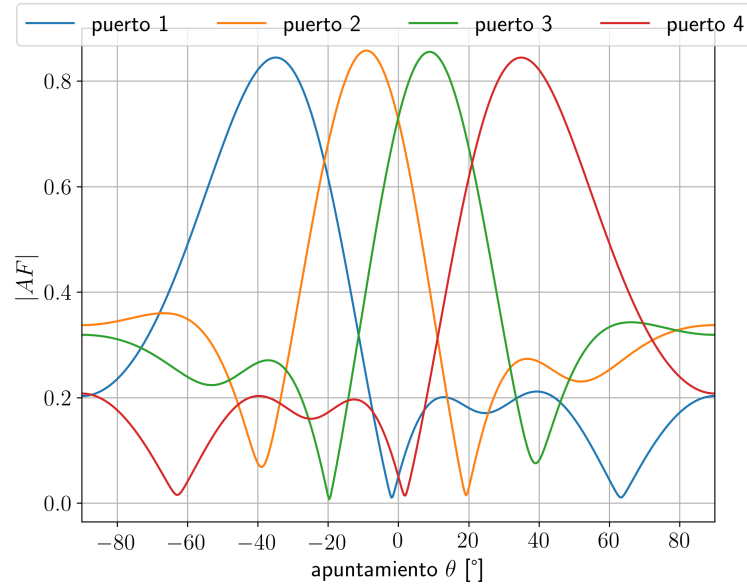


Figura 3.15: Factores de arreglo generados por la lente de Rotman de la Figura 3.13 para $f = 5.8\text{GHz}$.

Parámetro / Red	Matriz de Butler	Matriz de Blass	Lente de Rotman	Ideal
BW de fase lineal [% respecto de f_c]	≈ 9	≈ 5	> 10	> 10
BW de adaptación [% respecto de f_c]	≈ 9	≈ 9	> 20	> 10
(RLPL) [dB]	5.22	3	9.33	11.3
Resistencias de terminación	0	16	0	lo menos posible
Puentes	2	0	0	lo menos posible
Vías	0	16	0	lo menos posible
Ángulos de apuntamiento	fijos	variable	variable	variable
Complejidad de diseño	baja	moderada	alta	-
Tamaño ($\epsilon_r = 4.4$ y $h = 1.5\text{mm}$) [cm x cm]	5×10	10×10	7×7	lo menos posible

Tabla 3.1: Resumen de la comparación de las redes de conformación.

Capítulo 4

Diseño y Resultados

4.1. Diseño

En la Figura 4.1, se presenta un diagrama en bloques general del sistema de conformación completo.

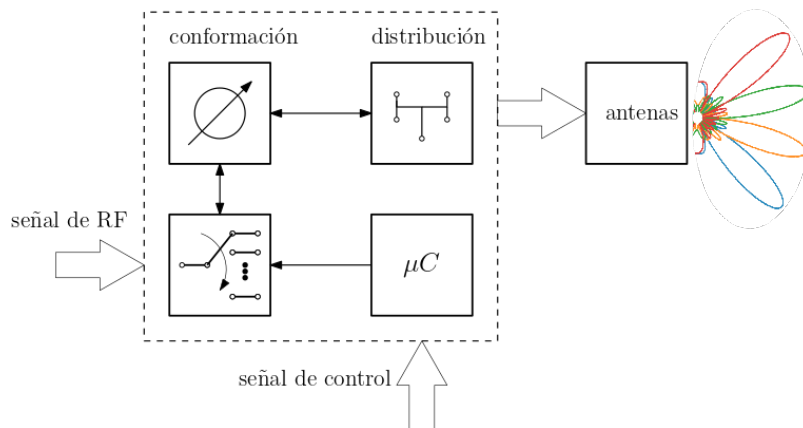


Figura 4.1: Esquema general del proyecto. μC : microcontrolador.

Como se puede observar, la red completa está compuesta de una red de conformación de haz, una red de distribución, una llave punto-multipunto y un microcontrolador. La llave punto-multipunto cumple la función de seleccionar por cual entrada de la red de conformación habrá señal de RF, puesto que, para variar el patrón de radiación en una red analógica hay que cambiar el puerto de entrada de la señal a la red. El microcontrolador se encargaría de controlar la llave de forma digital. Sin embargo, estos dos últimos bloques quedaron fuera del alcance del presente proyecto.

4.1.1. Red de conformación

Como se mencionó en el capítulo anterior, la red de conformación consta de una lente de Rotman de cuatro puertos de entrada y cuatro de salida. La lente permite

cuatro ángulos de apuntamiento, que son $(\pm 34^\circ, \pm 9^\circ)$, los cuales generan haces con la superposición suficiente para que puedan discernirse, dado el ancho del lóbulo principal que posee el factor de arreglo de un arreglo lineal de cuatro elementos. El esquema de la lente del proyecto implementado en microstrip se muestra en la Figura 4.2. Se utilizó un sustrato Rogers AD1000 con $\epsilon_R = 10.35$, $h = 0.762\text{mm}$, de espesor de cobre $t = 17.5\mu\text{m}$ y pérdidas $\tan \delta = 0.0023$.

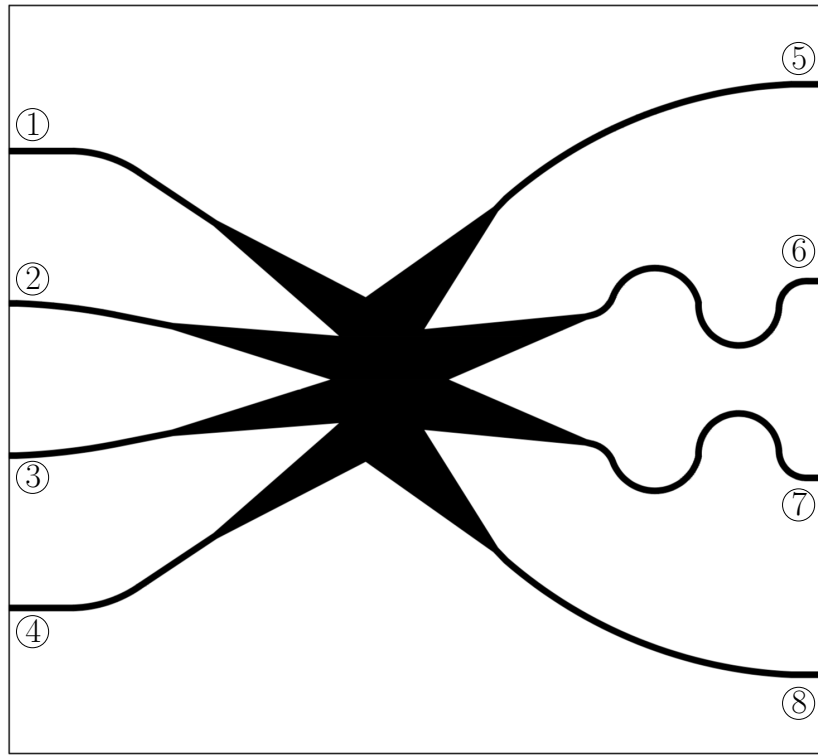


Figura 4.2: Esquema de la implementación en microstrip de la lente de Rotman. Los puertos de entrada son 1, 2, 3, 4 y los de salida son 5, 6, 7 y 8. Los ángulos de apuntamiento de diseño son $\pm 34^\circ$ y $\pm 9^\circ$.

El diseño está dividido en cuatro pasos que se explicarán a continuación:

- 1- Cálculo del contorno de la lente
- 2- Adaptadores
- 3- Largo de las líneas de transmisión
- 4- Optimización

Cálculo del contorno de la lente

Para dibujar el contorno de la lente es necesario obtener los centros de fase de los puertos, como se muestra en la Figura 4.3. Para ello, se resuelven las Ecuaciones de diseño (ver Apéndice C). Una vez obtenidos los 8 centros de fase, es necesario obtener los puntos intermedios, los cuales marcan el extremo de los adaptadores entre las líneas

de transmisión y el contorno de la lente. Para obtener estos puntos, se resuelven las ecuaciones de la lente pero tomando $M = N = 3$ (puntos representados con color naranja), y los puntos de los adaptadores de los extremos (puntos representados en color amarillo) se escogen de manera que los centros de fase de los puertos 1, 4, 5 y 8 estén en el centro entre este último punto y el punto intermedio entre los otros centros de fase. Notar que la lente es simétrica respecto de la línea horizontal (línea punteada en la Figura 4.3).

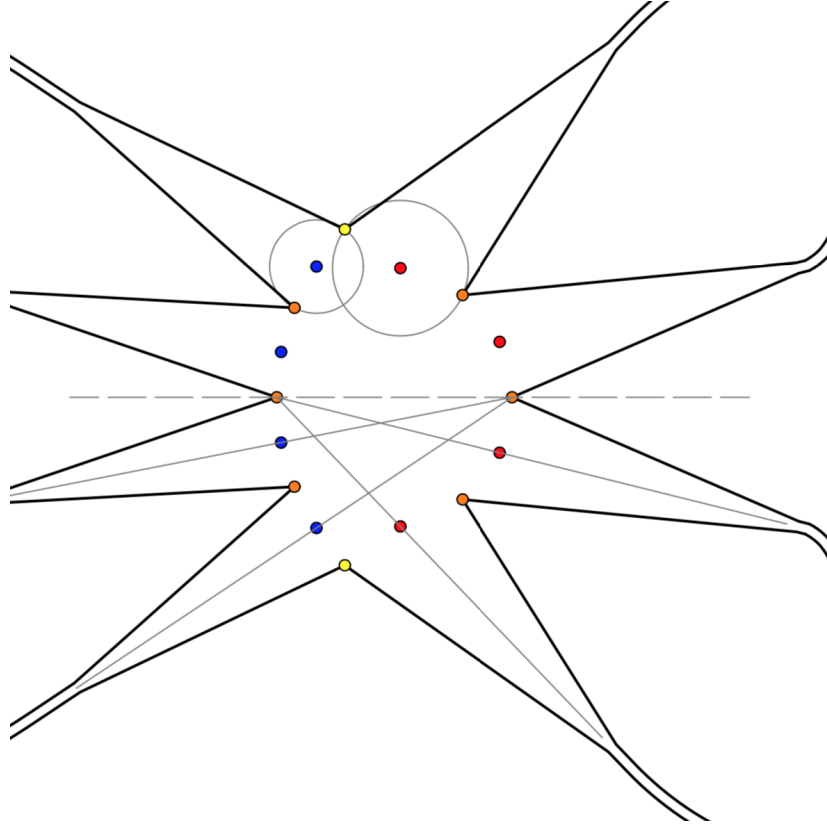


Figura 4.3: Esquema de diseño del contorno de la lente. Puntos rojos: centros de fase de los puertos de salida; puntos azules: centros de fase de los puertos de entrada; puntos naranja y amarillo: puntos para definir los adaptadores.

Con todos estos puntos, se puede graficar el contorno y por lo tanto, calcular los adaptadores de ancho lineal (ver Apéndice B.1).

Cálculo de los adaptadores

Los adaptadores de variación progresiva del ancho se encargan de adaptar la línea de $Z_0 = 50\Omega$ con el contorno de la lente en los centros de fase de los puertos. Para determinar la longitud del adaptador, se grafica el coeficiente de reflexión como se muestra en la Figura 4.4 para un adaptador lineal de impedancias de *microstrip* que varía linealmente su ancho W y se elige un L tal que $|\Gamma| < -10\text{dB}$. En estas condiciones, debería tomarse $\theta = 5\pi$ para garantizar una adaptación aceptable. Sin embargo, esto

es cierto suponiendo que a ambos extremos del adaptador hay dos microstrip (uno de $Z_0 = 50\Omega$ y el otro de la impedancia correspondiente al ancho del puerto), en los cuales sólo existe propagación en el modo quasi-TEM. En el extremo ancho del adaptador, esto no es así, ya que podría pensarse la lente como una cavidad en donde existen múltiples modos interfiriendo. Se tomó $L = \lambda_G$ [11] como una primera aproximación.

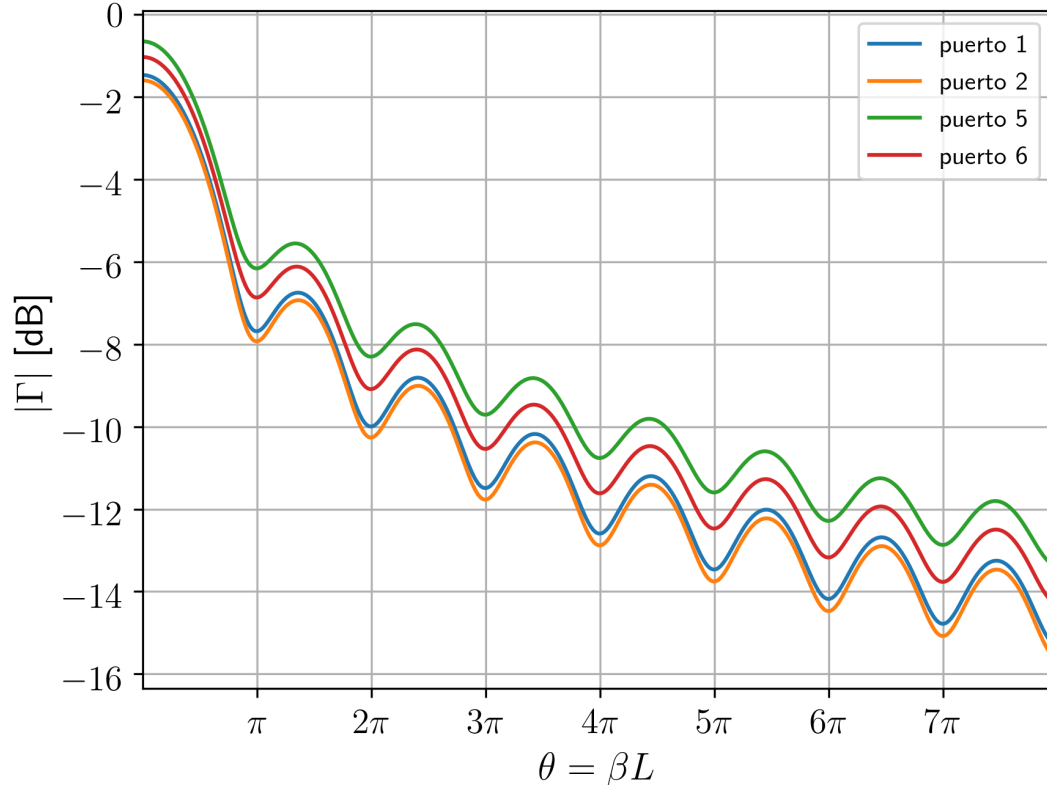


Figura 4.4: Módulo de los coeficientes de reflexión de los adaptadores de los puertos de la lente. En la figura, θ es el largo eléctrico, $\beta = 2\pi/\lambda_G$, L es el largo del adaptador y λ_G es la longitud de onda en el sustrato.

Por otra parte, para garantizar una correcta adaptación, los adaptadores se construyen a lo largo de la línea gris de la Figura 4.3, que une los puntos naranjas con los centros de fase de los puertos. De esta forma, la sección del adaptador no es ortogonal al contorno de la lente, por lo que será necesaria una corrección de fase debida a esta inclinación de los adaptadores, ya que en el diseño inicial del adaptador se supone que se extiende en forma perpendicular a los centros de los puertos que se desean adaptar (ya que los adaptadores son distintos e introducirán un desfase relativo en las líneas hacia los puertos de salida). Este detalle se puede observar en la Figura 4.5.

Para estimar el largo θ_{extra} , se construye un adaptador (color bordó en la Figura 4.5) completando la mitad del trozo del adaptador original, se calcula su largo eléctrico

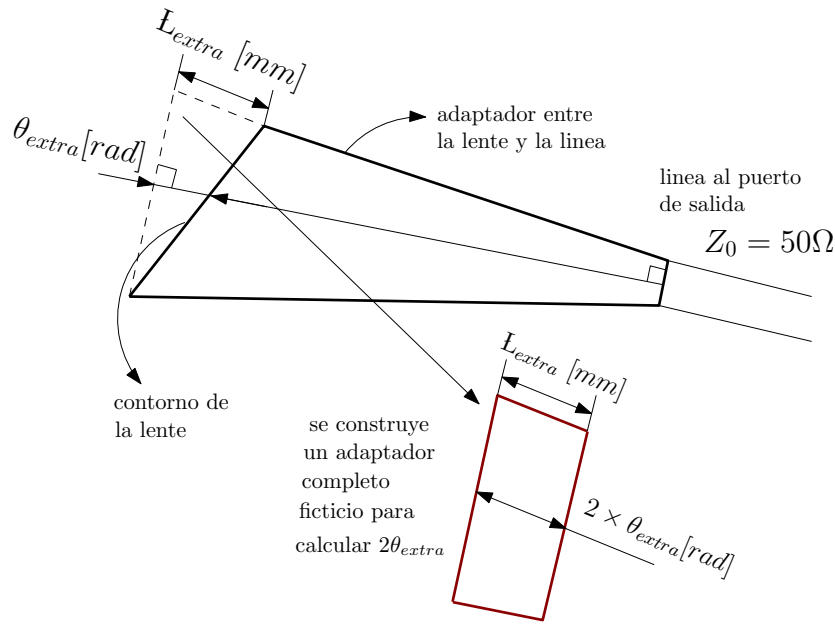


Figura 4.5: Esquema que representa la corrección de fase θ_{extra} que debe efectuarse, debido a que los adaptadores no se extienden a lo largo de una línea ortogonal al contorno de la lente.

según

$$\theta = \int_0^L \beta(l) dl, \quad (4.1)$$

y luego se toma la mitad de ese largo eléctrico. En la ecuación 4.1 $\beta(l) = 2\pi/\lambda_G(l)$ depende de la longitud l , ya que el ancho depende de l y la constante dieléctrica efectiva en el sustrato cambia con el ancho del *microstrip*. Notar que sólo será necesario realizar esta corrección en los puertos de arreglo, ya que el desfase relativo se genera en estos puertos.

Largo de las líneas de transmisión

Las líneas de transmisión que unen el extremo del adaptador de los contornos de la lente con los puertos de salida deben tener un largo específico dado por las ecuaciones de diseño de la lente. Para poder obtener este largo, se dibujo un trozo de línea descrito por una función $f(x)$ entre el adaptador y el puerto de salida, de manera que se puede calcular el largo efectivo entre dos puntos fijos de la siguiente manera. Supongamos que entre dos puntos A y B se necesita una curva de largo determinado, si esta línea es una curva $f(x)$ entre A y B es posible hallar su longitud empleando la ecuación

$$L_{eff} = \int_A^B \sqrt{1 - \frac{\partial f(x)}{\partial x}} dx, \quad (4.2)$$

en donde se tomó $f(x) = a \times \sin(2\pi Fx)$ como la curva que describe a la línea de transmisión. Entonces sólo basta encontrar los parámetros a y F de la curva para

que entre dos puntos fijos dados A y B la línea tenga el largo L_{eff} deseado. Además, los parámetros a y F deben ser tales que se evite el acoplamiento entre las líneas contiguas. Se resolvió de manera numérica esta ecuación y se obtuvieron las curvas que se muestran en los puertos 6 y 7 de la Figura 4.2.

Optimización

Por último, se utilizó un algoritmo de optimización para seleccionar el largo de los adaptadores de los puertos de entrada adecuado alrededor de $l = \lambda_G$, a fin de reducir las pérdidas de retorno de los puertos de entrada. De esta forma se tomó $l = \lambda_G + 2.4157\text{mm}$, que se corresponde a la lente que se muestra en la Figura 4.2.

4.1.2. Red de distribución

El esquema de la red de distribución se muestra en la Figura 4.6. La red se diseñó teniendo en cuenta la Ecuación 2.26, que establece que un arreglo plano rectangular uniforme se puede descomponer en la suma de arreglos lineales en los dos ejes del plano del arreglo. Consideraremos que el arreglo rectangular uniforme está sobre el plano $x - y$, y que por lo tanto se puede descomponer en la suma de arreglos lineales en x más la suma de arreglos lineales en y .

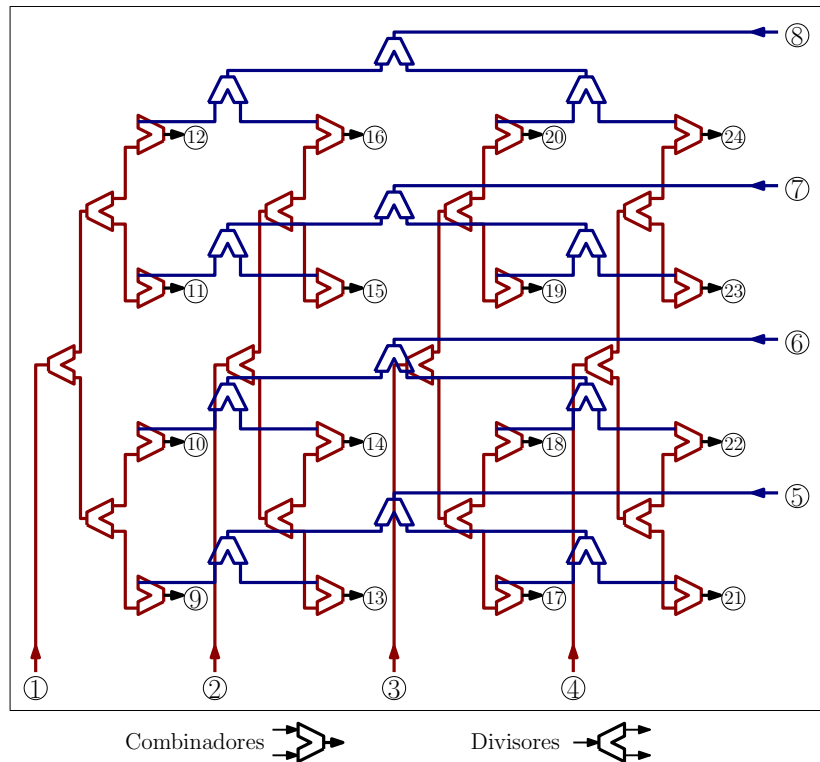


Figura 4.6: Esquema de la red de distribución de 24 puertos. En color rojo se muestra la red que controla el apuntamiento en el eje x y en color azul la red que controla el apuntamiento en el eje y . Los puertos del 1 al 8 son las entradas y los puertos del 9 al 24 son las salidas.

En la Figura 4.6, las cuaternas de puertos (9, 13, 17, 21), (10, 14, 18, 22), (11, 15, 18, 23) y (12, 16, 20, 24) forman los cuatro arreglos lineales paralelos al eje x , mientras que las cuaternas de puertos (9, 10, 11, 12), (13, 14, 15, 16), (17, 18, 19, 20) y (21, 22, 23, 24) forman los cuatro arreglos lineales paralelos al eje y .

Para los combinadores y divisores de la red se utilizaron los divisores de potencia Wilkinson (ver Apéndice B.2.3), ya que los puertos 2 y 3 (puertos de división/combinación) poseen buena aislación y no existe desfase entre ellos. La idea de esta red es distribuir la fase a lo largo de columnas para cada eje, de manera que para obtener un ángulo de elevación respecto del eje x particular, θ_x , cada elemento de los cuatro arreglos lineales que son paralelos al eje y tengan la misma fase, es decir, las fases por columna son iguales: $\phi_{9,1} = \phi_{10,1}, \dots, \phi_{12,1}, \dots, \phi_{21,4} = \phi_{24,4}$. De la misma manera, las fases por fila son iguales, $\phi_{9,5} = \phi_{13,5}, \dots, \phi_{21,5}, \dots, \phi_{12,8} = \phi_{24,8}$ de forma tal de obtener un ángulo de elevación particular respecto del eje y , θ_y . En definitiva, la red no debe introducir desfases relativos entre las transferencias de su correspondiente eje, columna para la red de x (ángulo de elevación respecto del eje x) y fila (ángulo de elevación respecto del eje y).

La implementación se realizó en dos placas separadas, una que corresponde a la red que controla el eje x y la otra al eje y , como se muestra en la Figura 4.7. Se utilizó el sustrato Rogers AD1000 con $\epsilon_R = 10.35$, $h = 0.762\text{mm}$, $t = 17.5\mu\text{m}$ y $\tan \delta = 0.0023$. En la Figura 4.8 se muestra la red de distribución completa con ambas placas superpuestas.

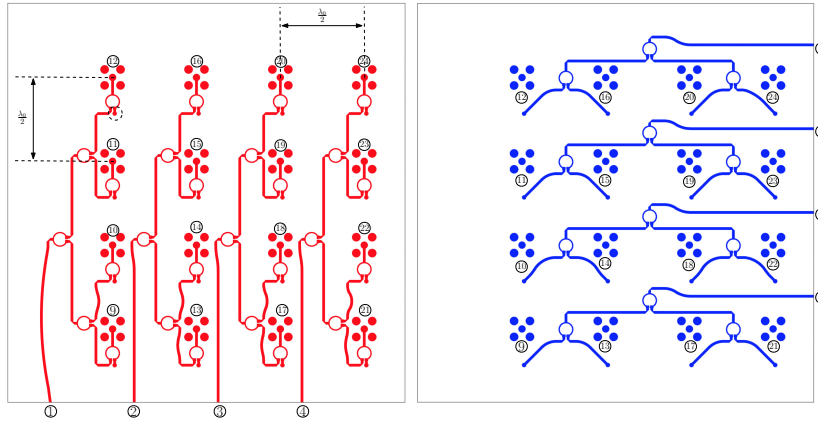


Figura 4.7: Esquema de la implementación de las redes de distribución en x (rojo) y en y (azul).

Como se puede observar en la Figura 4.7, para doblar las líneas de transmisión a 90° se utilizó la técnica de microstrip *chamfered – line* [18], cuyo parámetro d , la diagonal correspondiente a la sección que se remueve de la esquina (ver Figura D.1), se optimizó junto con el largo de los Wilkinson para mejorar la adaptación del sistema.

Los trozos de líneas de transmisión curvos que se observan en las redes x e y fueron incluidos por dos motivos diferentes. En el caso de las curvas próximas a los

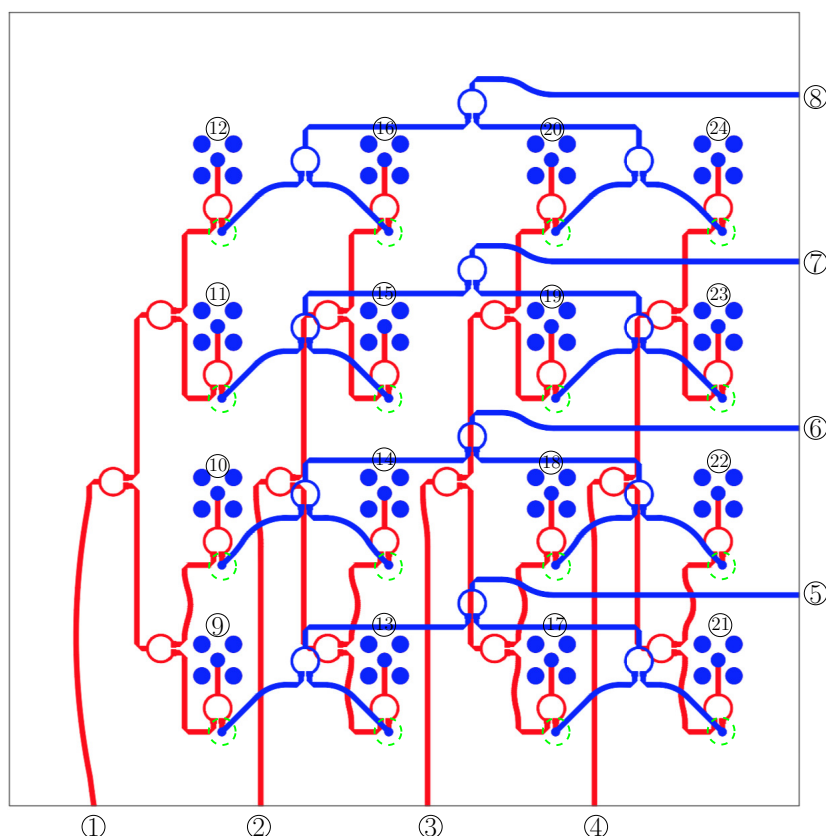


Figura 4.8: Esquema de la implementación en microstrip de la red de distribución completa. Se observa la red x (rojo) superpuesta con la red y (azul). Los círculos de línea punteada verde marcan los *pads* de las vías que unen la red y con los combinadores en la red x . Los agujeros de las vías tiene 0.5mm de diámetro.

puertos de salida, se incluyeron con el fin de ecualizar los desfases. Esta corrección fue necesaria debido que la mitad inferior de la placa, la zona en la que se encuentran los puertos 9, 10, 13, 14, 17, 18, 21 y 22 se encuentra más poblada de *microstrips* que la mitad superior de la placa, por lo que al haber más líneas de campo la constante dieléctrica cambia y por lo tanto el desfase. Así mismo, los trozos curvos próximos a los puertos de entrada en los casos x e y se realizaron a fin de reducir el acoplamiento entre las líneas de entrada con los Wilkinson y las vías.

Las resistencias de los Wilkinson que se emplearon son de tamaño 0402. Se utilizaron conectores SMA *through hole*, los cuales están separados a una distancia de $\lambda_0/2$ para poder acoplar antenas directamente, en caso de que se desease. Adicionalmente, estos conectores ayudan a mantener las placas unidas de forma solidaria y aportan resistencia mecánica, además de proporcionar la unión galvánica de los planos de tierra. El detalle de la implementación de las vías y de la unión de los planos de tierra se muestra en la Figura 4.9. Los parámetros R_{via} y R_{TC} se corresponden con el radio de la circunferencia de aislación entre el agujero de las vías y los planos de tierra, y entre el terminal central del conector SMA y los planos de tierra, respectivamente. El valor $R_{via} = 1.6\text{mm}$ se obtuvo como resultado de una optimización en la red de distribución para mover los

mínimos de $|S_{n,n}|$, con $n = 5, 6, 7, 8$, y evitar el acoplamiento entre las placas x e y . El valor $R_{TC} = 2\text{mm}$ se eligió respetando las dimensiones de la estructura coaxial del dieléctrico del conector.

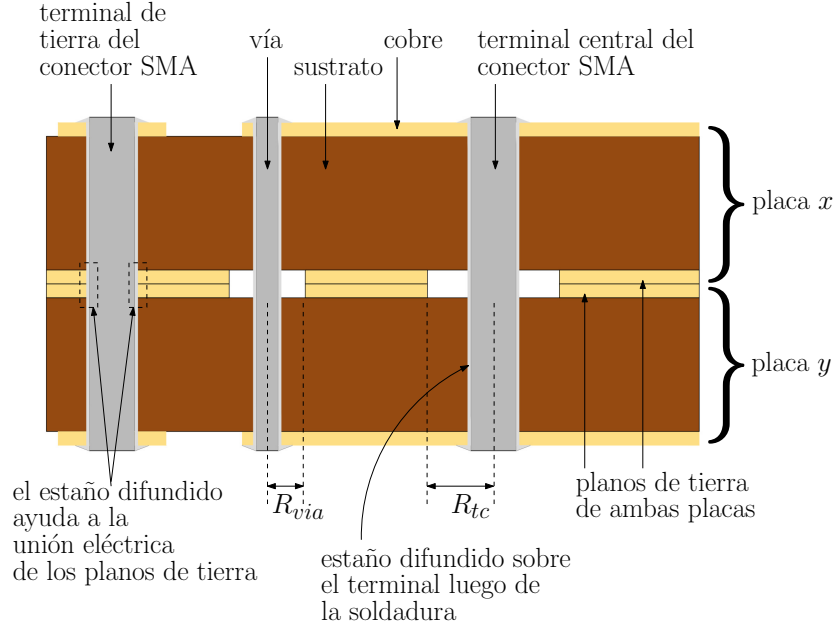


Figura 4.9: Esquema que muestra en detalle la implementación de las vías y cómo están unidos los planos de tierra.

4.1.3. Red completa

El esquema de la implementación de la red completa se muestra en la Figura 4.10. Se realizó en dos placas separadas, una para x y otra para y , y consisten en unir idénticas lentes de Rotman con cada una de las redes de distribución. Luego, ambas placas se vinculan mediante las vías y los conectores, como se mostró en la Figura 4.9.

En la Figura 4.11 se muestra una foto del resultado final de la fabricación de la red completa.

Cada lente puede direccionar el haz en cuatro ángulos ($\pm 34^\circ$ y $\pm 9^\circ$), por lo que al haber una lente por eje se generan dieciseis haces distintos. Para ver los ángulos usuales (θ, ϕ) en coordenadas esféricas, consideramos que una lente produce un apuntamiento θ_x respecto del eje x y la otra un apuntamiento θ_y respecto del eje y , como se muestra en la Figura 4.12.

Para hallar el valor del par θ, ϕ , se aplican las rotaciones correspondientes al vector inicial en la Figura 4.12 en coordenadas cartesianas y luego se hace un cambio de coordenadas según

$$\bar{w} = F \cdot R_Y(\theta_X) \cdot R_X(\theta_Y) \cdot \bar{v}, \quad (4.3)$$

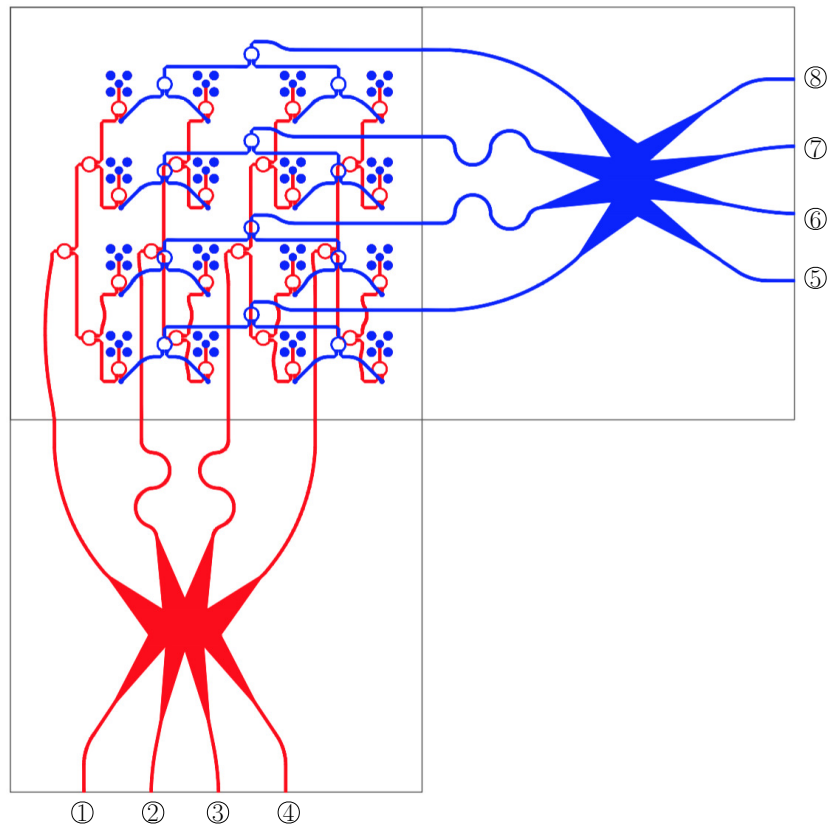
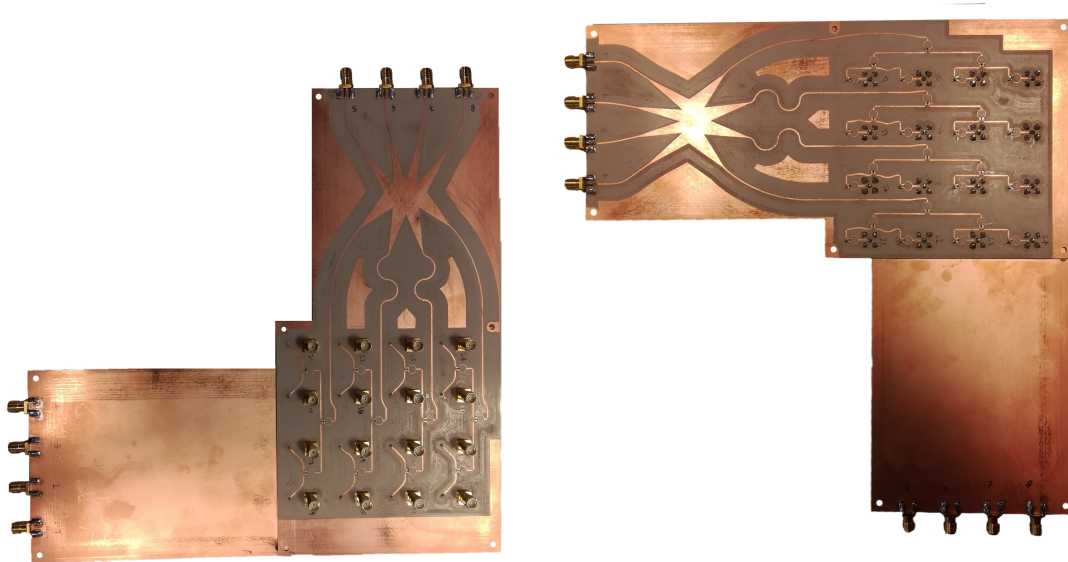


Figura 4.10: Esquema de la implementación en microstrip de la red completa. En color rojo se muestran las redes en x , y en color azul se muestran las redes en y .



(a) Se observa la red completa implementada, con la red y cara arriba. (b) Se observa la red completa implementada, con la red x cara arriba.

Figura 4.11

donde $R_i(\alpha)$ es la matriz de rotación sobre el eje i ($i = x, y$ o z) en un ángulo α , F es la matriz de cambio de coordenadas de coordenadas cartesianas a esféricas, $\bar{v} = [0, 0, t]$ y $\bar{w} = [r, \theta, \phi]$. Notar que el valor t es arbitrario, aunque eventualmente se podría tomar

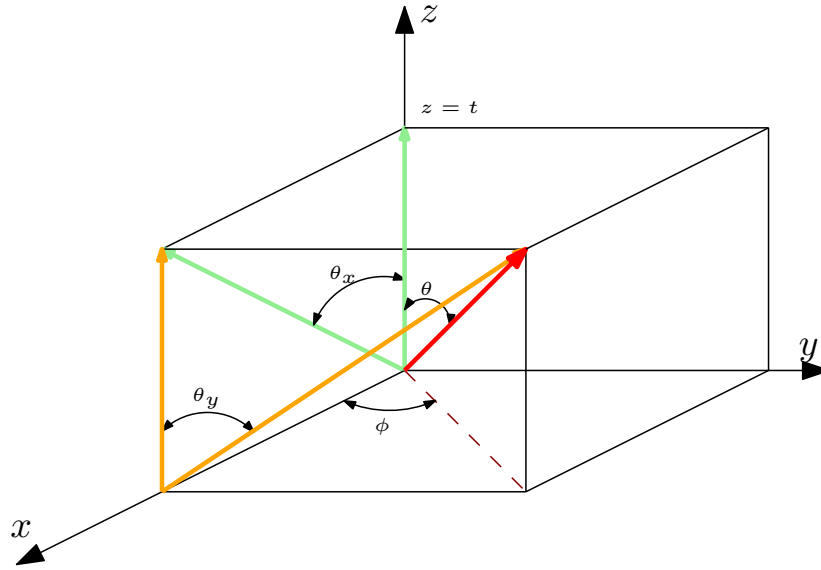


Figura 4.12: Esquema que muestra como se conforma el vector de apuntamiento del haz principal (color rojo). Primero se efectúa un apuntamiento sobre el eje x (color verde) y luego sobre el eje y (color naranja), o en orden inverso. Los ángulos θ, ϕ son el zenith y azimuth de las coordenadas esféricas, y θ_x, θ_y son los ángulos sobre los ejes x e y .

$$t = \max |AF|.$$

4.2. Resultados

En esta sección se muestran los resultados de las simulaciones de la lente, la red de distribución y la red completa. También se muestran las mediciones realizadas sobre la red completa y se comparan con las correspondientes simulaciones.

Para llevar a cabo las mediciones, se utilizó un analizador vectorial de redes (VNA) de dos puertos, y se conectaron cargas de 50Ω en el resto de los puertos para que las terminales restantes estén adaptadas. Se obtuvieron los parámetros S de cada salida respecto de cada entrada. Adicionalmente, se midieron los parámetros de *scattering* entre algunas entradas, y entre algunas salidas, para verificar la aislación entre puertos de la lente y entre puertos de antena, respectivamente. También se muestran los factores de arreglo de la lente y de la red completa, generados a partir de las mediciones de los parámetros S (ver Ecuación 3.8).

Es de importancia resaltar que en las simulaciones no se incluyen los conectores SMA en ninguno de los puertos debido a una cuestión de costo computacional.

4.2.1. Red de conformación

En las Figuras 4.13 y 4.14 se muestran los coeficientes de reflexión y transferencia de los parámetros S simulados de la lente de Rotman, y en la Figura 4.15 se muestran

los factores de arreglo generados por esa lente en la frecuencia central ($f_C = 5.8\text{GHz}$) y en los extremos superior ($f_U = 6.09\text{GHz}$) e inferior ($f_L = 5.51\text{GHz}$) de la banda.

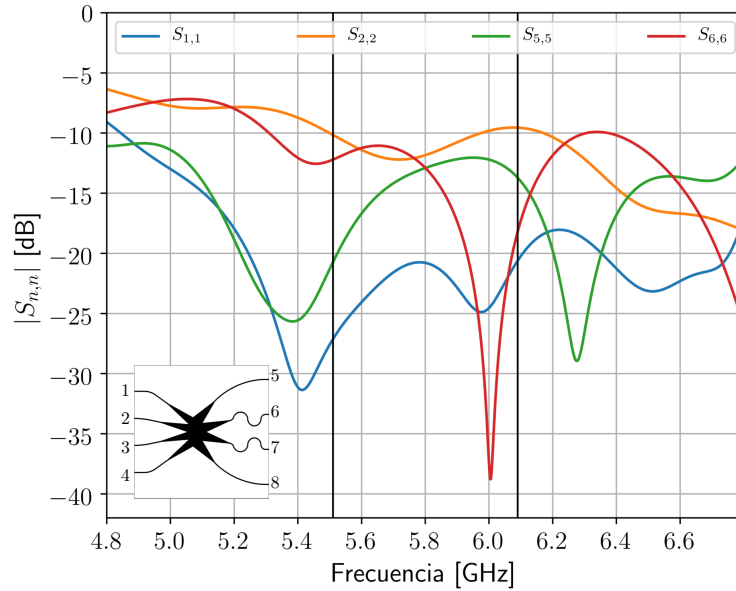


Figura 4.13: Simulación electromagnética de la lente de Rotman. Módulo de los coeficientes de reflexión de los parámetros S. Las Líneas negras marcan el ancho de banda. Se observa que $|S_{2,2}| \approx -9\text{dB}$ en el extremo superior de la banda de paso.

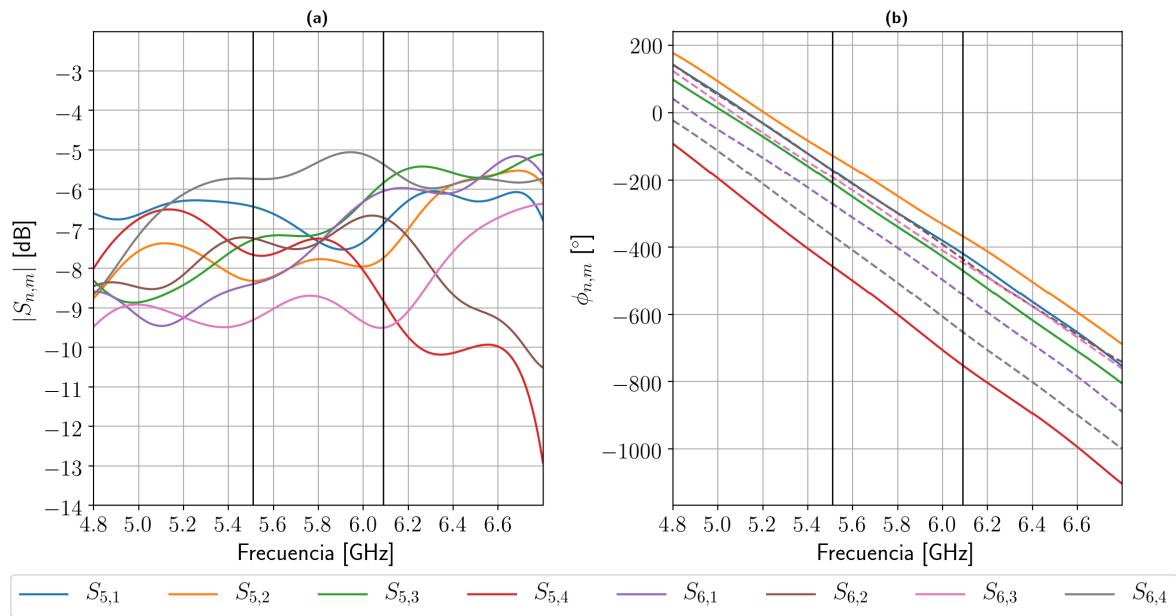


Figura 4.14: Simulación electromagnética de la lente de Rotman. Módulo (a) y fase (b) de los coeficientes de transferencia de los parámetros S. Las Líneas negras marcan el ancho de banda. Se observa que la diferencia máxima entre los coeficientes es $|S_{6,4}| - |S_{6,3}| \approx 4\text{dB}$ en la banda de paso.

Los valores de las pérdidas de retorno que se obtuvieron son aceptables, mayores a 9dB en toda la banda (ver Figura 4.13). La diferencia máxima entre los coeficientes

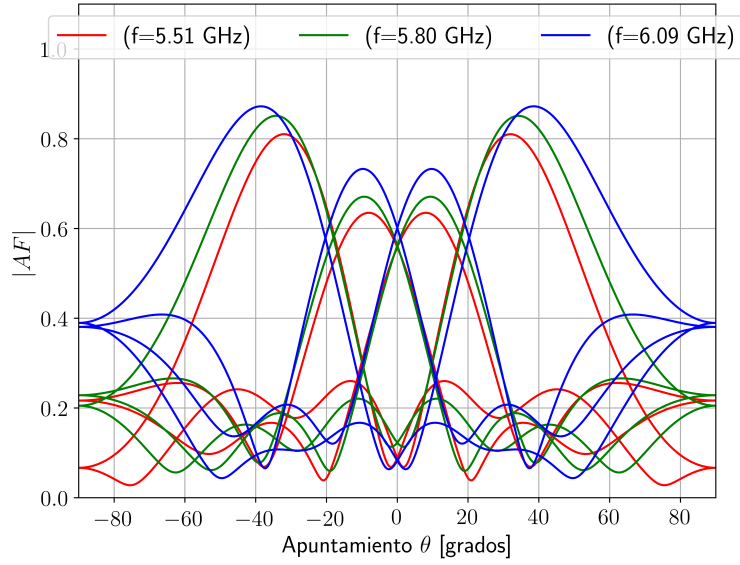


Figura 4.15: Se muestran los factores de arreglo, generados por la lente simulada, en la frecuencia central y en los extremos de la banda. Los máximos están en: $\pm 31.92^\circ$ y $\pm 8.12^\circ$ para $f = 5.51\text{GHz}$; $\pm 34.09^\circ$ y $\pm 9.20^\circ$ para $f = 5.8\text{GHz}$; $\pm 38.42^\circ$ y $\pm 9.56^\circ$ para $f = 6.09\text{GHz}$.

de transferencia es de aproximadamente 4dB cerca del límite superior de la banda de paso. Esto produce una distribución en los coeficientes de amplitud de los elementos del arreglo. Este efecto, sumado al *beam squint* (ver Sección 2.1.3) produce el error de apuntamiento que se observa en los extremos de las bandas en la Figura 4.15. Sin embargo, en la Figura 4.14 exceptuando $|S_{6,3}|$ y $|S_{6,4}|$, para el resto de los parámetros S en el centro de la banda la diferencia es menor a 1dB.

4.2.2. Red de distribución

En las Figuras 4.16, 4.17, 4.18 y 4.19 se muestran los parámetros S de la red de distribución. En 4.19 se muestra el acoplamiento entre los puertos de entrada y de salida que debería ser nulo.

Los mínimos de $|S_{n,n}|$ con $n = 1, 2, 3, 4$ que se muestran en la Figura 4.16, se ajustaron modificando el parámetro d de los *chamfers* (ver Figura D.1 del Apéndice D). Acercar los mínimos a $f_C = 5.8\text{GHz}$ implica d cada vez más grande, lo que imposibilita la fabricación (ancho de línea mínimo $\geq 0.2\text{mm}$). Se observa que no todos los $|S_{n,n}|$ son menores que -10dB en todo el ancho de banda. Particularmente, son mayores que -10dB los coeficientes de reflexión de la red de distribución de y . El principal factor que incide en el pobre desempeño de dichas pérdidas de retorno es la inclusión de vias en el camino eléctrico que conecta los puertos de entrada de y con los puertos de salida.

Las diferencias de amplitud en los coeficientes de transferencia de la Figura 4.17 no

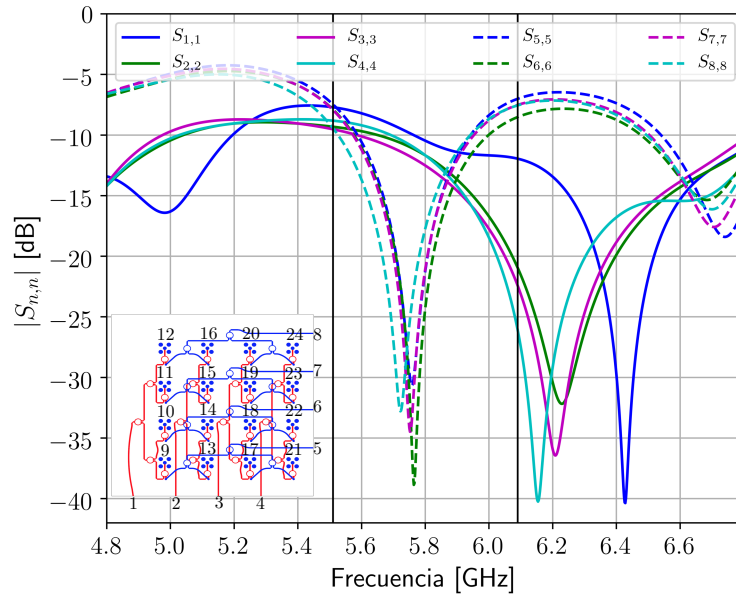


Figura 4.16: Simulación electromagnética de la red de distribución. Módulo de los coeficientes de reflexión de los parámetros S. Las Líneas negras marcan el ancho de banda.

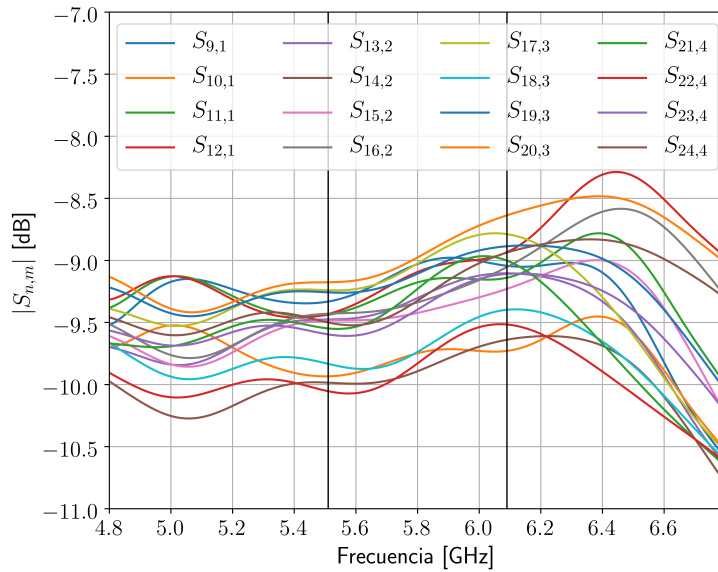


Figura 4.17: Simulación electromagnética de la red de distribución. Módulo de los coeficientes de transferencia de los parámetros S. Las Líneas negras marcan el ancho de banda.

producen cambios notables en los coeficientes de amplitud de los elementos del arreglo, ya que estas diferencias son menores a 1dB. Las diferencias de fase de la Figura 4.18, menores a los 8° , producen un error de apuntamiento en el factor de arreglo lineal del orden de los 2° .

Finalmente, en la Figura 4.19 se puede apreciar que los posibles acoplamientos no deseados entre puertos de entrada y salida se encuentran por debajo de -25dB en todos los casos presentados.

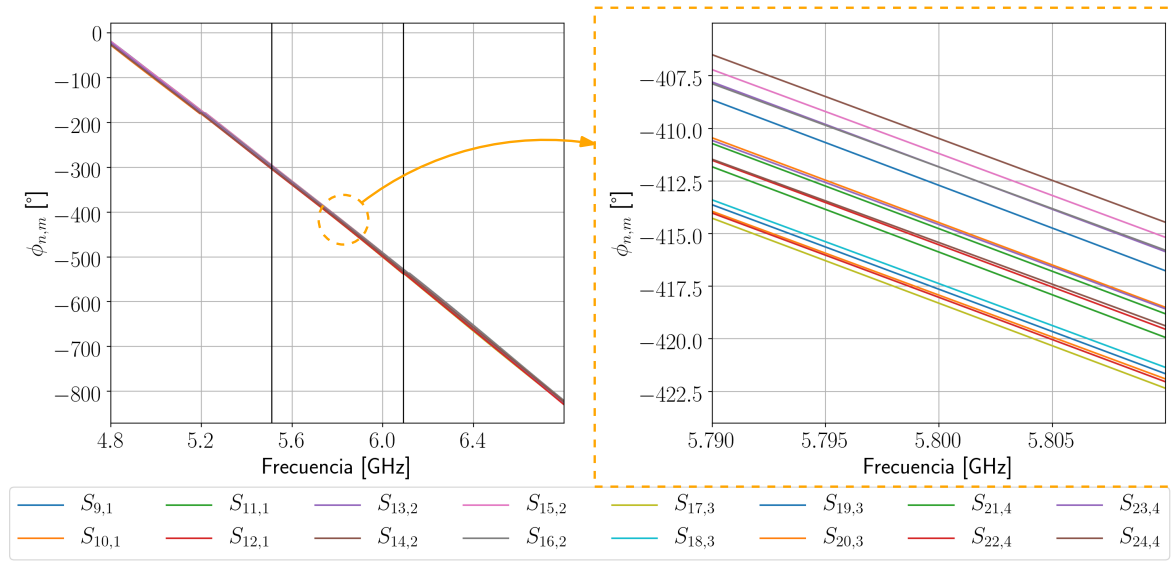


Figura 4.18: Simulación electromagnética de la red de distribución. Fase de los coeficientes de transferencia de los parámetros S. Las líneas negras marcan el ancho de banda.

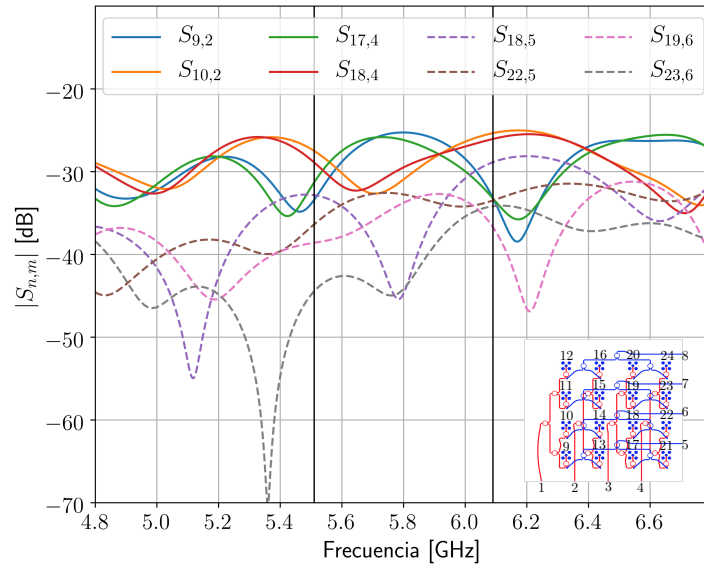


Figura 4.19: Simulación electromagnética de la red de distribución. Módulo de los coeficientes de transferencia de los parámetros S del acoplamiento entre puertos. Las Líneas negras marcan el ancho de banda.

4.2.3. Red completa

Para caracterizar la red completa se muestran mediciones y simulaciones de los parámetros S, factores de arreglo en 3D y factores de arreglo lineales. Los factores de arreglo lineales se muestran para caracterizar la red por filas (factor de arreglo lineal respecto del eje x) y por columnas (factor de arreglo lineal respecto del eje y). Recordemos que si consideramos la parte que controla al eje x , las filas de los puertos de salida forman cuatro arreglos lineales orientados de igual manera respecto del eje x

(θ_x), y para la parte que controla al eje y las columnas de los puertos de salida forman cuatro arreglos lineales orientados de igual manera respecto del eje y (θ_y) (ver Figura 4.7). Entonces, el factor de arreglo generado por estos arreglos se llamará de la siguiente forma:

- AF_1 en x es generado por los puertos (9, 13, 17, 21) y en y por los puertos (21, 22, 23, 24),
- AF_2 en x es generado por los puertos (10, 14, 18, 22) y en y por los puertos (17, 18, 19, 20),
- AF_3 en x es generado por los puertos (11, 15, 19, 23) y en y por los puertos (13, 14, 15, 16),
- AF_4 en x es generado por los puertos (12, 16, 20, 24) y en y por los puertos (9, 10, 11, 12).

De acuerdo con el diseño propuesto, $|AF_i|$ en x debería ser igual a $|AF_i|$ en y ($i = 1, 2, 3, 4$), de forma que el factor de arreglo producido por los 16 elementos sería el más parecido al planteado. En las Figuras 4.20, 4.22, 4.23 y 4.24 se muestran los parámetros S simulados en comparación con los medidos. Existe una diferencia significativa entre los coeficientes de reflexión medidos y los simulados de la Figura 4.20 debido a dos razones principales: la simulación no incluye un modelo de los conectores y, además, cada medición está realizada con un VNA de dos puertos terminando los puertos restantes, de manera que las reflexiones indeseadas producidas debido a las desadaptaciones del resto de los puertos, empeoran las mediciones de las pérdidas de retorno.

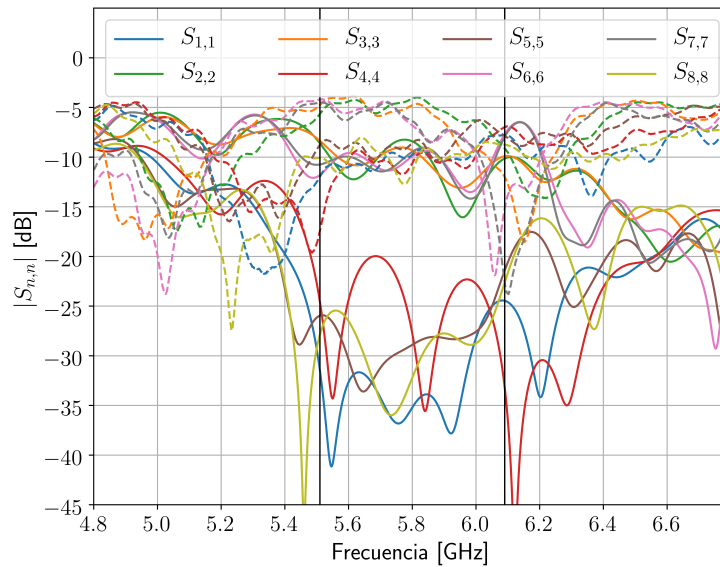


Figura 4.20: Parámetros S de reflexión de los puertos de entrada de la red completa. Se observan los datos simulados (—) vs. medidos (- - -).

Para verificar el primer efecto, se realizó la simulación electromagnética de los dos tipos de conectores SMA utilizados, para obtener los parámetros S de los mismos y así poder incluirlos en la simulación de la red completa, como se muestra en la Figura 4.21 en donde se comparan las simulaciones con el conector, sin el conector y las mediciones. Como se puede observar, la diferencia entre las simulaciones y las mediciones de las pérdidas de retorno de la red completa puede atribuirse en mayor medida a la desadaptación que introduce la transición coaxial-*microstrip* del conector. El esquema de simulación de los conectores se puede observar en las Figuras D.8 y D.9 del correspondiente apéndice.

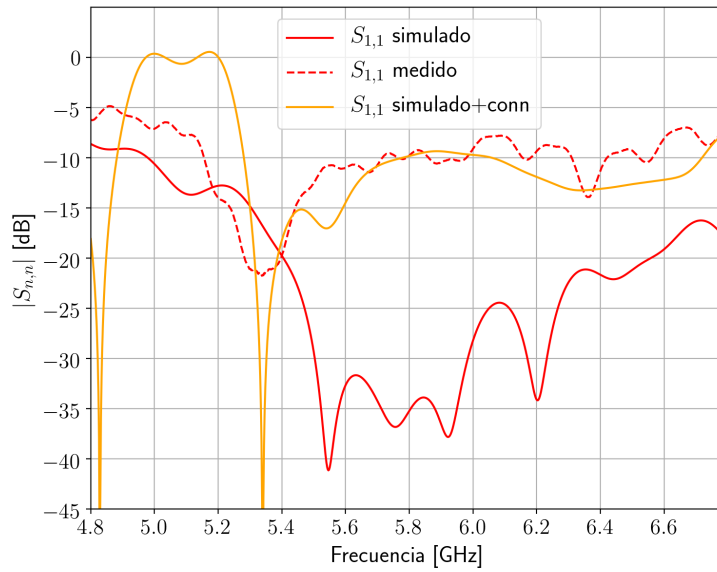


Figura 4.21: Parámetros S de reflexión de los puertos de entrada de la red completa, para los casos medidos, simulados y simulados con los parámetros S del conector embebido.

Las mediciones de las pérdidas de retorno de los puertos de salida se muestran en la Figura 4.22, en donde no se incluyeron las simulaciones de estos, puesto que se empleó un tipo de puerto de modelado más simple que brinda resultados cercanos a los ideales y no permiten una comparación justa. Por otro lado, si bien existe una diferencia apreciable entre los coeficientes de transmisión simulados y medidos de las Figuras 4.23 y 4.24, esto era esperable debido a que no se tuvieron en cuenta las pérdidas de los conectores.

En las Figuras 4.25 y 4.26 se muestran los factores de arreglo lineales generados con los parámetros S medidos y simulados, respectivamente. Es posible observar que, a pesar de haber una diferencia esperable de amplitud entre los factores medidos y simulados, sus formas son muy similares, es decir que las fases relativas medidas son muy acordes a las simuladas.

En la Figuras 4.27 y 4.28 se muestran los factores de arreglo en 3D generados con los parámetros S medidos y simulados, respectivamente. Los puertos de entrada (1, 2, 3, 4)

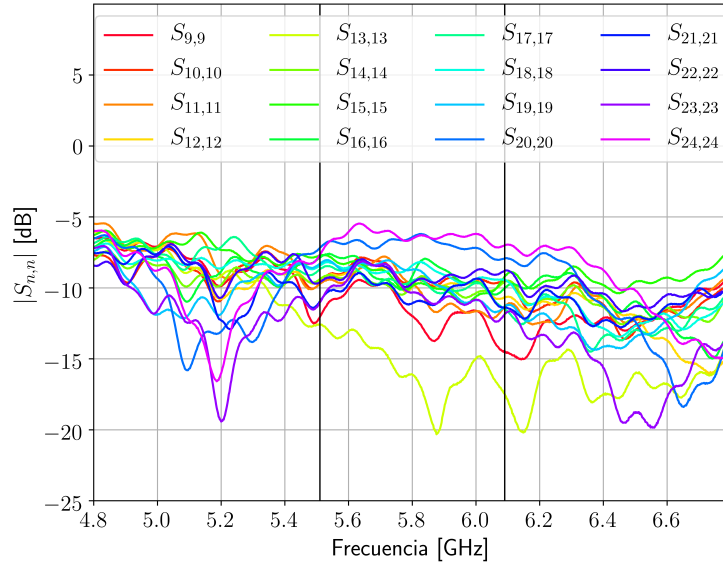


Figura 4.22: Parámetros S de reflexión de los puertos de salida medidos de la red completa.

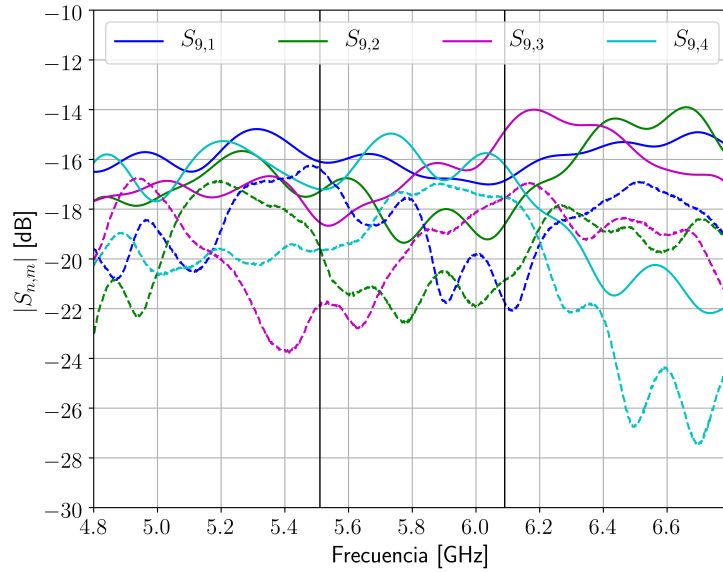


Figura 4.23: Parámetros S de transferencia en el puerto 9 de la red completa para puertos de entrada en la placa x . Se observan los datos simulados (—) vs. medidos (- -).

deberían generar los ángulos $\theta_x = (-34^\circ, -9^\circ, 9^\circ, 34^\circ)$, y, de la misma manera, los puertos (5,6,7,8) deberían generar los ángulos $\theta_y = (-34^\circ, -9^\circ, 9^\circ, 34^\circ)$, respectivamente. Teniendo en cuenta esto último, el factor de arreglo con la etiqueta *port(1+5)* debería apuntar en la dirección correspondiente a $(\theta_x, \theta_y) = (-34^\circ, -34^\circ) \rightarrow (\theta, \phi) = (46.5^\circ, -130^\circ)$.

Se puede ver cualitativamente en las Figuras 4.27 y 4.28 que los patrones generados con los datos medidos tienen lóbulos laterales más grandes que aquellos generados con los datos simulados. Las relaciones de amplitud lóbulo principal-lateral ($RLPL[\text{dB}]$)

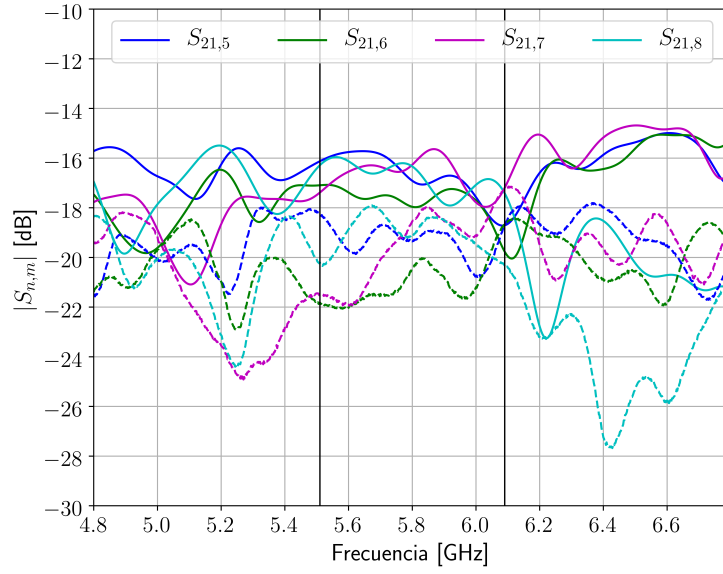


Figura 4.24: Parámetros S de transferencia en el puerto 21 de la red completa para puertos de entrada en la placa y . Se observan los datos simulados (—) vs. medidos (- -).

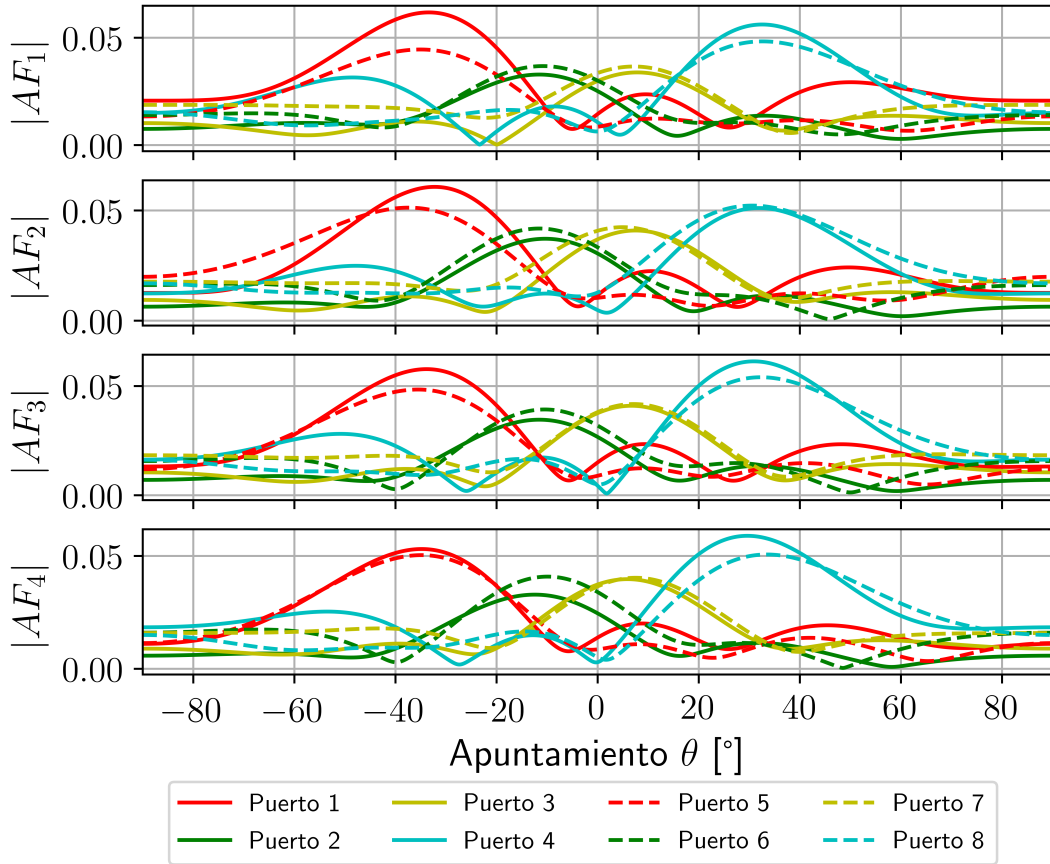


Figura 4.25: Factores de arreglo lineales posibles para cada eje, generados con los parámetros S medidos, para $f = 5.80\text{GHz}$. AF_i en x : línea llena, AF_i en y : línea punteada. La leyenda denota el puerto de entrada excitado.

en el peor de los casos se muestran en la Tabla 4.1, y también se muestra $RLPL$ para

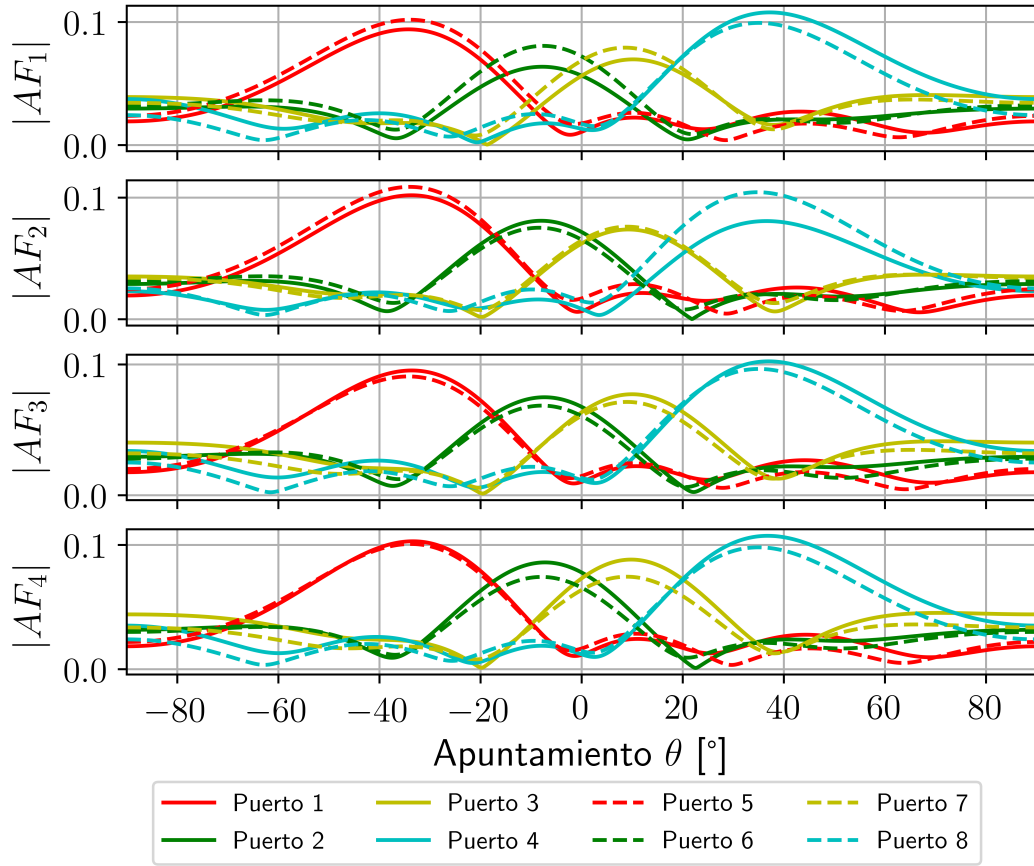


Figura 4.26: Factores de arreglo lineales posibles para cada eje, generados con los parámetros S simulados, para $f = 5.80\text{GHz}$. AF_i en x : línea llena, AF_i en y : línea punteada. La leyenda denota el puerto de entrada excitado.

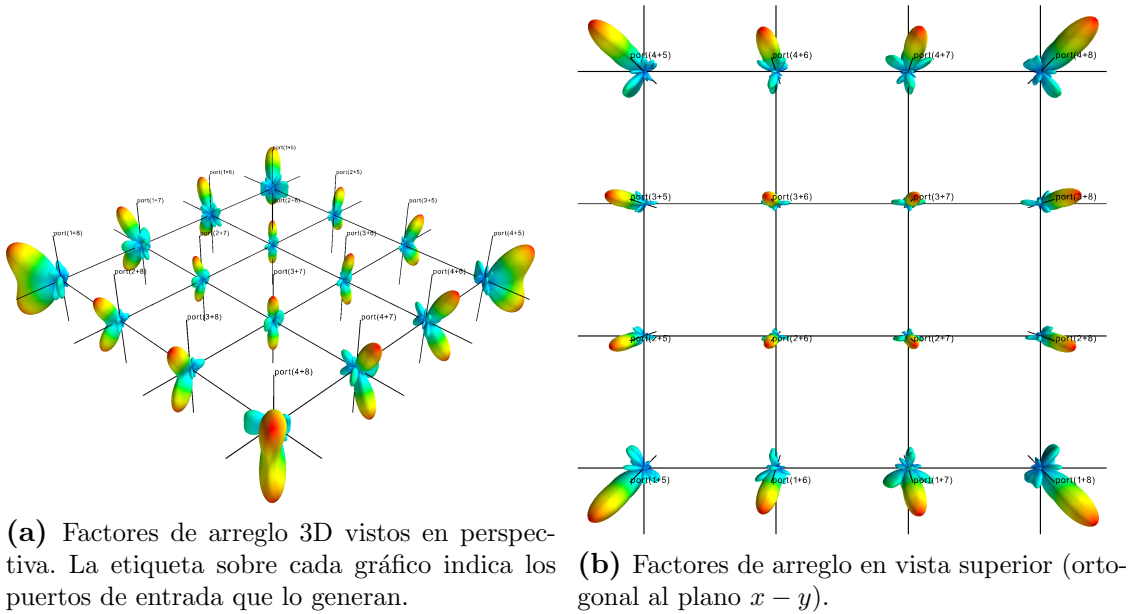


Figura 4.27: Factores de arreglo generados para $f = 5.8\text{GHz}$ con los parámetros S medidos.

varios ángulos de apuntamiento en función de la frecuencia en la Figura 4.29.

Por último, otra forma de caracterizar la red es analizando el error de apuntamiento

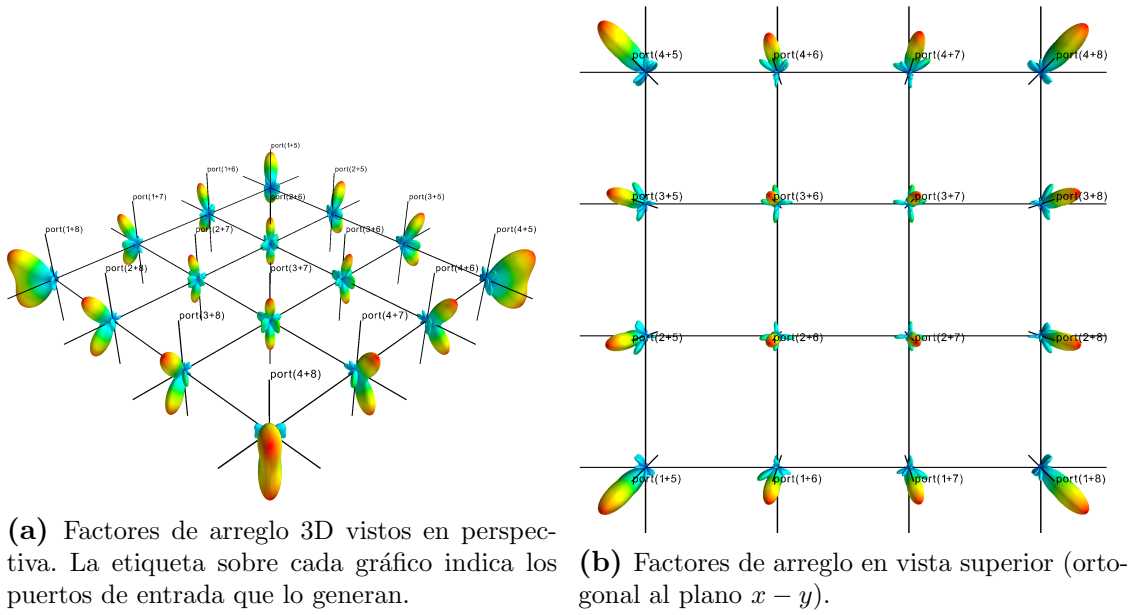


Figura 4.28: Factores de arreglo generados para $f = 5.8\text{GHz}$ con los parámetros S simulados.

Frecuencia \ $RLPL$	Simulado	Medido
5.51 GHz	7.68 dB	5.65 dB
5.80 GHz	9.44 dB	7.19 dB
6.09 GHz	12.92 dB	6.38 dB

Tabla 4.1: Relación lóbulo principal-lateral ($RLPL$) para los factores de arreglo en 3D con los datos medidos vs. simulados, en el peor de los casos ($port(4 + 5)$).

respecto a los valores ideales. Es claro que este apuntamiento es ficticio, ya que sería el resultado de fuentes puntuales conectadas en la salida de la red, sin embargo resulta útil para estimar un error. El error considerado es el par (θ, ϕ) obtenido vs. el $(\theta, \phi)_I$ ideal, ya que el apuntamiento queda descrito completamente por esos ángulos. Para obtener $(\theta, \phi)_I$, se resuelve la Ecuación 4.3 para cada par (θ_x, θ_y) . Para obtener $(\theta, \phi)_S$ y $(\theta, \phi)_M$ (simulado y medido respectivamente) se obtiene el vector de apuntamiento para cada caso, que está definido por dos puntos: el centro geométrico del arreglo y el punto máximo del factor de arreglo (en 3D). Una vez obtenido el apuntamiento para cada factor de arreglo simulado y medido, se calculan las coordenadas $(\theta, \phi)_S$ y $(\theta, \phi)_M$. Estos valores se muestran en la Figura 4.30 que se encuentra dividida para los casos de excitación de los puertos 5, 6, 7, y 8, en (a), (b), (c) y (d), respectivamente. En (a) y en (d), se puede apreciar que para los ángulos grandes de apuntamiento, $(\theta_x, \theta_y) = (\pm 34^\circ, \pm 34^\circ)$, que se corresponden con las combinaciones de puertos $(1 + 5)$, $(4 + 5)$, $(1 + 8)$ y $(4 + 8)$, el error aumenta (se puede ver mas dispersión alrededor de los puntos ideales en las esquinas de cada gráfico). Esto se debe a que cuando el ángulo de apuntamiento θ tiende a 90° (el patrón de radiación tiende a apuntar al eje o plano del arreglo), el lóbulo principal se ensancha, y por lo tanto el valor máximo se encuentra distribuido en una superficie más grande sobre el factor de arreglo, que

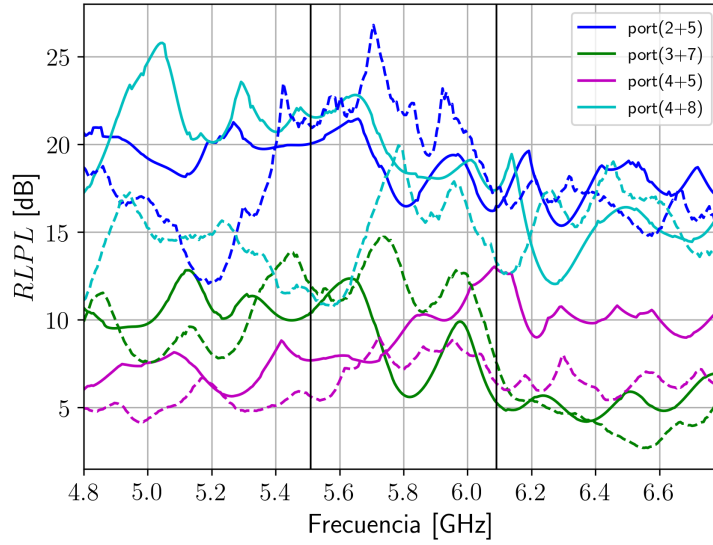


Figura 4.29: Relación lóbulo principal-lateral ($RLPL$) en función de la frecuencia para varios ángulos de apuntamiento. Se observan datos medidos (- -) vs. simulados (—).

resulta más sensible a errores. Se puede observar esto en las Figuras 4.27 y 4.28 con los patrones de radiación 3D, en donde los patrones de las esquinas tienen una mayor superficie de color rojizo en las puntas que los otros patrones.

Observamos en la Figura 4.30 que se obtiene en el peor de los casos una desviación de apuntamiento $(E_\theta, E_\phi)_{medido}^{ideal} = (\theta, \phi)_{ideal} - (\theta, \phi)_{medido} \approx (15^\circ, 10^\circ)$ que se da cuando el ángulo de elevación es pequeño, como es de esperar para un arreglo con una pequeña cantidad de elementos, en el centro de la banda. En cambio, la desviación de apuntamiento respecto al factor de arreglo simulado es $(E_\theta, E_\phi)_{medido}^{simulado} = (\theta, \phi)_{simulado} - (\theta, \phi)_{medido} \approx (4^\circ, 3^\circ)$, en el centro de la banda.

La Figura 4.31 muestra cómo se obtienen los pares (θ, ϕ) para los factores de arreglo generados con los datos medidos, simulados, y para el factor de arreglo ideal. La línea azul apunta en la dirección de $(\tilde{\theta}, \tilde{\phi})$ en donde $|AF(\tilde{\theta}, \tilde{\phi})| = \max |AF|$ para cada uno de los casos ideal, simulado y medido. La línea roja apunta en la dirección $(\theta, \phi)_{ideal}$.

En la foto de la Figura 4.32, se observa una medición en proceso, de los parámetros S del sistema completo. El dispositivo está suspendido para minimizar el efecto que podría producir la cercanía a otras superficies sobre la constante dieléctrica efectiva del sistema.

Para mayor detalle, en el Apéndice D se encuentran Figuras complementarias con factores de arreglo, mediciones y simulaciones. En el Apéndice E se muestran tablas de la caracterización de la red completa, en donde se resumen los ángulos de apuntamiento y se muestran también los coeficientes de amplitud de los puertos de salida.

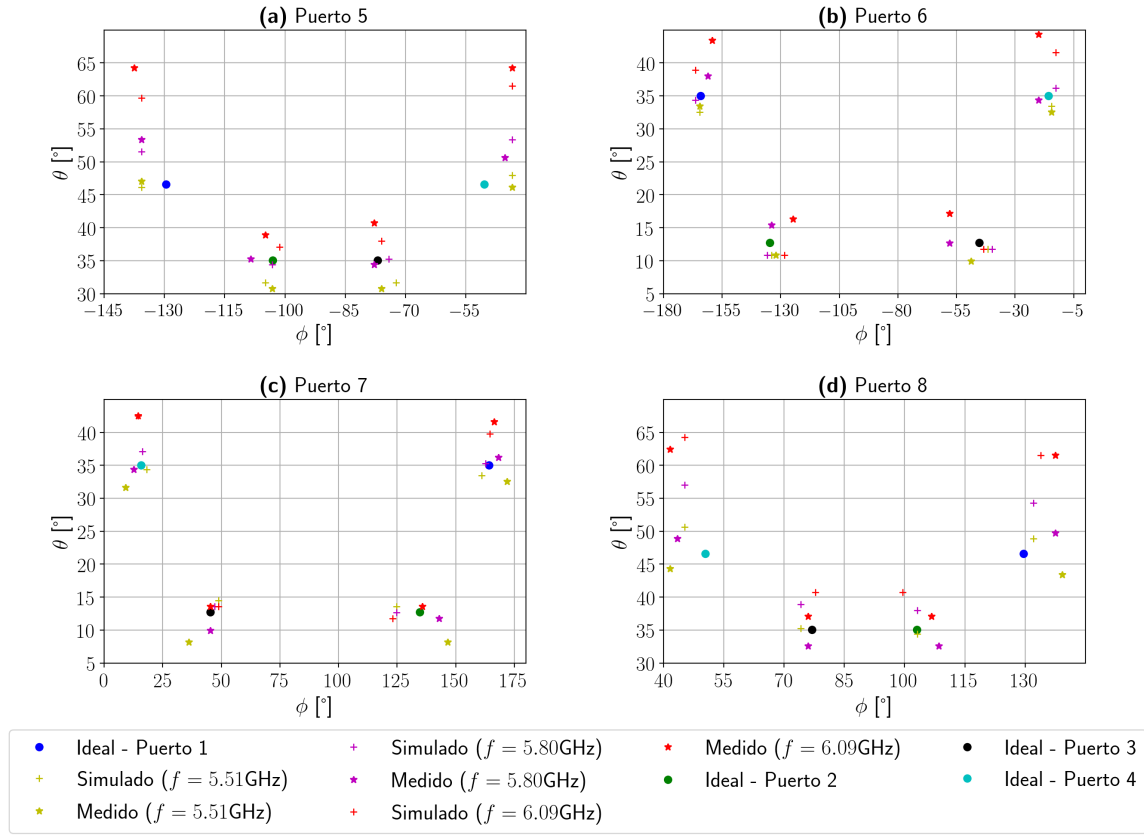


Figura 4.30: Estimación del error de apuntamiento en (θ, ϕ) . Se muestran los datos simulados y medidos vs. los valores ideales, para los valores de frecuencia en el centro de la banda y en los extremos, para los casos de excitación de los puertos 5,6,7 y 8, en (a), (b), (c) y (d), respectivamente. El gráfico con título *Puerto 5*, representa los cuatro apuntamientos posibles entre el puerto 5 y los puertos 1, 2, 3 y 4.

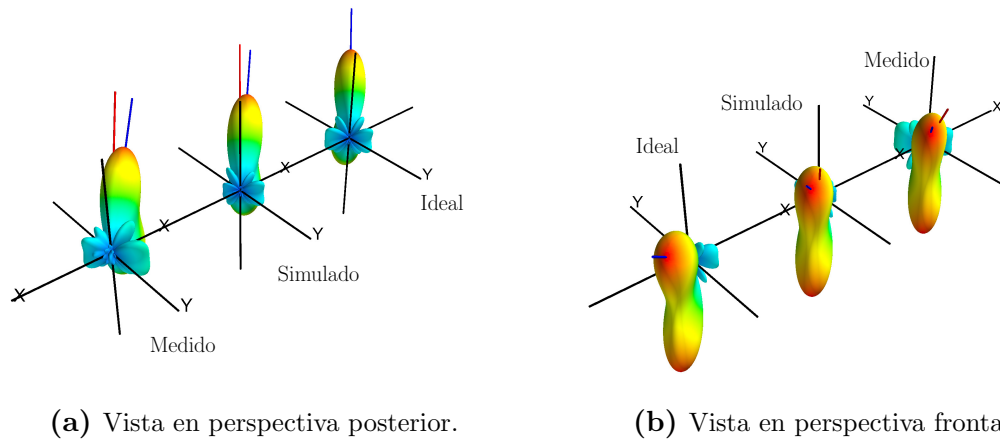


Figura 4.31: Factores de arreglo normalizados, generados para $f = 5.8\text{GHz}$ con los parámetros S simulados y medidos correspondientes a la excitación *port(1+5)*, y también se muestra el factor de arreglo ideal, que apunta en la dirección ideal correspondiente a dicha excitación, que equivale a $(\theta, \phi) = (-129.7^\circ, 46.58^\circ)$. La línea roja apunta en la dirección $(\theta, \phi)_{ideal}$ y la línea azul apunta en la dirección del máximo de $|AF|$. En el caso ideal, ambas líneas coinciden.



Figura 4.32: Medición en proceso de los parámetros S del sistema completo.

Capítulo 5

Conclusiones

Para la realización de este trabajo, fue necesario el estudio de las bases teóricas de los arreglos de antenas, particularmente, el factor de arreglo. Esto permitió marcar los límites y el alcance del proyecto, dando lugar a un objetivo determinado pero dejando abierta la posibilidad de explorar distintas posibilidades a la hora del diseño e implementación.

En concreto, el análisis del factor de arreglo permitió establecer un límite en la cantidad mínima de elementos del arreglo. Por ejemplo, para el caso de un arreglo con dos elementos, no tiene sentido estudiar varios ángulos de apuntamiento debido a su baja resolución angular, escogiendo así un mínimo de cuatro elementos. Además, el factor de arreglo fue la herramienta fundamental para la caracterización de las distintas partes del trabajo.

Una vez establecidos los límites y el alcance, se estudiaron las distintas posibilidades de implementar redes de conformación de haz y redes de distribución en general. En concreto, se analizaron tres tipos de redes analógicas consideradas como las más relevantes, que son la matriz de Butler, la matriz de Blass y la lente de Rotman. Se compararon y evaluaron en función de los requerimientos, y se escogió la lente de Rotman como la mejor alternativa para lograr los requisitos del proyecto.

En la etapa de diseño, la lente de Rotman se optimizó de acuerdo a los objetivos del trabajo y se diseñó una red de distribución según lo estudiado en la teoría del factor de arreglo. Por último, se diseñó el sistema de conformación completo, el cuál está dividido en una parte que controla el apuntamiento respecto del eje x , y otra parte que controla el apuntamiento respecto del eje y , para seleccionar la orientación de un arreglo plano, uniforme. Cada parte consta de una lente de Rotman, ambas idénticas, vinculadas entre sí mediante una red de distribución/combinación. Se implementó el diseño final del sistema completo y se lo caracterizó en el laboratorio.

En la etapa de caracterización, se midieron los parámetros S de la red completa utilizando un analizador vectorial de redes. Para evaluar el desempeño del sistema completo, se compararon los parámetros S simulados y medidos, se analizaron los factores de arreglo producidos, y se estimó un error de apuntamiento con estos últimos, como se describe a continuación.

Parámetros S

Si bien los resultados de las mediciones difieren de las simulaciones de algunos parámetros de la red completa, esto es de esperar, por ejemplo en el caso de los coeficientes de reflexión de los puertos de entrada, ya que en las simulaciones no se incluyeron los conectores en los puertos de entrada y salida. En particular, la existencia de estos conectores empeora las pérdidas por retorno como se puede observar en la Figura 4.20 y fue verificado mediante el efecto de su inclusión en las simulaciones de la Figura 4.21. Se observa que las pérdidas por retorno medidas en los puertos 2,3,6,7 (correspondientes a los puertos del centro de las lentes) rondan los 5 ± 1 dB, que es aproximadamente 5 dB peor que el caso simulado. Esto se traduce directamente a una disminución en la amplitud del factor de arreglo final respecto al caso simulado. Sin embargo, se puede observar que las mediciones tienen un comportamiento o tendencia similar a las simulaciones y, cualitativamente, se puede notar que los factores de arreglo producidos por los datos medidos no están distorsionados respecto a los producidos con los datos simulados, es decir, sus formas son muy similares.

Factor de arreglo

Una forma de evaluar el factor de arreglo obtenido, es observar el parámetro $RLPL$ que se puede obtener a partir de la Figura 4.29, y compararlo con alguna referencia. Viendo la Figura 4.30 que muestra el error de apuntamiento, la mitad de las combinaciones posibles de ángulos de apuntamiento ideales que se pueden obtener con la red son $(\theta, \phi) = (46.58^\circ, 129.7^\circ), (35.03^\circ, 164.2^\circ), (12.70^\circ, 134.6^\circ)$. Si se grafica el factor de arreglo ideal con estos ángulos de apuntamiento y se calcula la $RLPL$ para las tres posibilidades, en el peor caso se obtiene un valor de $RLPL_{ideal} \approx 9$ dB en la frecuencia central. Tomando este valor como referencia, en la Tabla 4.1 observamos que la medición en el peor de los casos da un resultado de $RLPL_{medido} = 7.19$ dB, correspondiente a la excitación de los puertos 4 y 5. Esto es, el valor obtenido es menos que 2 dB peor que lo ideal. Notar también que los factores de arreglo producidos con las mediciones tienen formas y dimensiones muy similares a aquellos producidos con los datos simulados.

Error de apuntamiento

Utilizando los factores de arreglo, el error de apuntamiento se estimó comparando $(\theta, \phi)_{medido}$ y $(\theta, \phi)_{simulado}$ con $(\theta, \phi)_{ideal}$, en donde (θ, ϕ) son los ángulos del máximo de $|AF|$. Observamos en la Figura 4.30 que se obtiene en el peor de los casos una desviación de apuntamiento $(E_\theta, E_\phi)_{medido}^{ideal} = (\theta, \phi)_{ideal} - (\theta, \phi)_{medido} \approx (15^\circ, 10^\circ)$ que se da cuando el ángulo de elevación es pequeño, como es de esperar para un arreglo con reducida cantidad de elementos, en el centro de la banda. En cambio, la desviación de apuntamiento respecto al factor de arreglo simulado es $(E_\theta, E_\phi)_{medido}^{simulado} = (\theta, \phi)_{simulado} - (\theta, \phi)_{medido} \approx (4^\circ, 3^\circ)$, en el centro de la banda.

Conclusión

Viendo que los factores de arreglo producidos por las mediciones son comparables con los ideales, en un margen inferior a 2dB (≈ 1.58 veces) en el peor de los casos (notar que se comparó con los ideales y no con los simulados), se puede concluir que los resultados obtenidos son más que aceptables.

Trabajo a futuro

Como trabajo a futuro, resulta de interés realizar un estudio más profundo de la lente de Rotman, de manera de poder obtener un modelo que permita optimizar, por ejemplo, las pérdidas por reflexión, en función de los parámetros de la lente.

Además, sería conveniente poder acoplar un arreglo de antenas al sistema de conformación de haz diseñado para poder medir los patrones de radiación y compararlos, teniendo en cuenta el patrón de radiación de las antenas del arreglo, con los factores de arreglo generados en la etapa de caracterización. De esta forma, podría medirse el error de apuntamiento real producido por el sistema. Actualmente está en desarrollo un proyecto integrador que tiene como objetivo la implementación de un arreglo plano de 16 elementos que permitirá concretar esta tarea.

Por otra parte, deberían analizarse distintas formas de implementación/fabricación del sistema de conformación completo, de forma de obtener un diseño y acabado final más compacto y robusto. Este nuevo diseño debería permitir una union galvánica de los planos de tierra más completa, además de tener mayor resistencia mecánica que el prototipo actual.

Finalmente, con el fin de completar el sistema, se espera poder implementar las placas de llaves de RF y su correspondiente control digital.

Apéndice A

Parámetros S

Existen distintas formas de modelar y caracterizar una red, por ejemplo mediante los parámetros de impedancia, admitancia y los parámetros de *scattering* o parámetros S. En este trabajo las redes serán caracterizadas mediante sus parámetros S, por lo que es conveniente hacer un breve repaso. Si consideramos una red de N puertos como la que se observa en la Figura A.1, se cumple la relación:

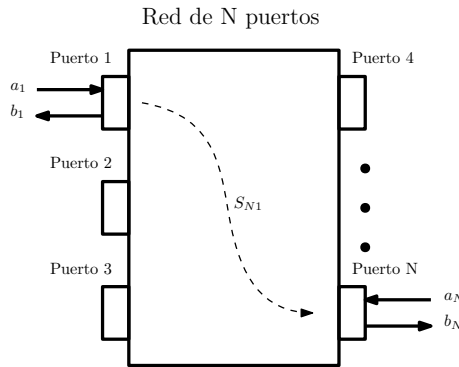


Figura A.1: Esquema de una red de N puertos.

$$\mathbf{b} = S\mathbf{a} \quad (\text{A.1})$$

con $\mathbf{b} = [b_1 b_2 \dots b_N]$, $\mathbf{a} = [a_1 a_2 \dots a_N]$, donde b_n y a_n son las ondas reflejada e incidente en los puertos de la red respectivamente [3], y S es la matriz de parámetros de scattering de la red:

$$S = \begin{pmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & S_{NN} \end{pmatrix} \quad (\text{A.2})$$

Las ondas dependen de la tensión y de la corriente en los puertos de la red:

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{1}{2} \left(\frac{V_n}{\sqrt{Z_{0n}}} + \sqrt{Z_{0n}} I_n \right) \\ b_n &= \frac{1}{2} \left(\frac{V_n}{\sqrt{Z_{0n}}} - \sqrt{Z_{0n}} I_n \right) \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

con $n = 1, 2, \dots, N$ y Z_{0n} es la impedancia característica del puerto n . Con estas definiciones, la potencia de señal en el puerto n está dada por:

$$P_n = \frac{1}{2} \Re \left\{ V_n I_n^* \right\} = \frac{1}{2} (a_n a_n^* - b_n b_n^*) \quad (\text{A.4})$$

En la matriz S , $S_{ii} = |S_{ii}|e^{j\phi_{ii}}$ es el coeficiente de reflexión del puerto i y $S_{ij} = |S_{ij}|e^{j\phi_{ij}}$ es el coeficiente de transmisión del puerto i al puerto j . Estos coeficientes o parámetros se pueden medir directamente:

$$S_{ij} = \left. \frac{v_i^R}{v_j^I} \right|_{v_p=0 \ \forall \ p \neq m} \quad (\text{A.5})$$

Una red sin pérdidas es aquella en la que no se disipa energía, lo que implica que

$$\sum_{n=1}^N a_n = \sum_{n=1}^N b_n \quad (\text{A.6})$$

En tal caso, la matriz S es unitaria: $SS^H = I^N$, en donde S^H es la hermítica (transpuesta conjugada) de S y I^N es la matriz identidad de orden N . Esto también implica que, por ejemplo en el caso de $N = 2$

$$\begin{aligned} |S_{21}|^2 + |S_{11}|^2 &= 1 \\ |S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 &= 1 \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

y para una red pasiva con pérdidas $SS^H < I^N$:

$$\begin{aligned} |S_{21}|^2 + |S_{11}|^2 &< 1 \\ |S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 &< 1 \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

Si la red es recíproca, se tiene que $S_{12} = S_{21}$. Si la red es simétrica también $S_{11} = S_{22}$, con lo que una red simétrica es también recíproca.

Se definen las pérdidas de por retorno L_R del puerto i y de incursión L_I del puerto i al j como:

$$L_R = -10 \log_{10} |S_{ii}|^2 \quad (\text{A.9})$$

$$L_I = -10 \log_{10} |S_{ij}|^2 \quad (\text{A.10})$$

El retardo de fase que introduce la red del puerto i al j se puede calcular como

$$\tau_p = \frac{\phi_{ij}}{\omega} \quad (\text{A.11})$$

y el retardo de grupo como

$$\tau_g = \frac{-d\phi_{ij}}{d\omega} \quad (\text{A.12})$$

Otro parámetro importante para definir es el balance de pérdidas. El balance de pérdidas del puerto i se define como:

$$\text{Balance}(i) = \sqrt{\sum_{j=1}^N |S_{ji}|^2} \quad (\text{A.13})$$

Apéndice B

Adaptadores, acopladores y divisores

B.1. Adaptadores

Como se mencionó anteriormente, adaptar las impedancias entre elementos de una red o entre redes disminuye los coeficientes de reflexión. Uno de los casos mas sencillos cuando se quiere adaptar una impedancia Z_1 con otra Z_3 es utilizar una línea de transmisión de largo $\lambda_G/4$, donde λ_G es la longitud de onda en la línea a la frecuencia central, y con impedancia $Z_2 = \sqrt{Z_1 Z_3}$, como se muestra en la Figura B.1. El ancho de banda de adaptación está dado por [1]:

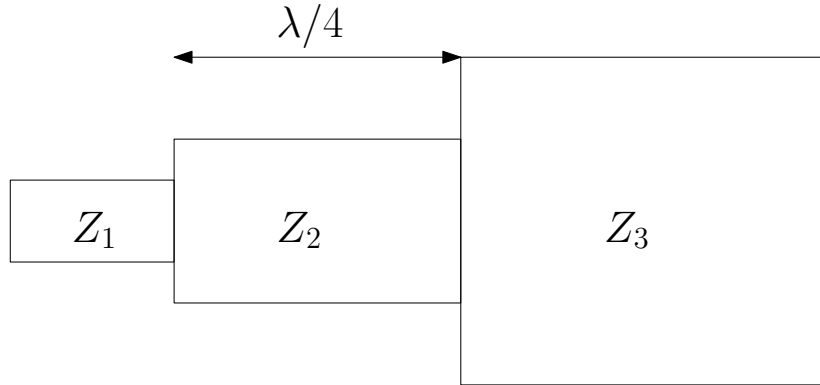


Figura B.1: Adaptación con línea de $\lambda/4$.

$$BW = 2 - \frac{4}{\pi} \cos^{-1} \left(\frac{2\Gamma_m Z_2}{|Z_3 - Z_1| \sqrt{1 - \Gamma_m^2}} \right) \quad (\text{B.1})$$

donde Γ_m es el máximo coeficiente de reflexión. Es claro que si aumenta la diferencia entre Z_3 y Z_1 , el ancho de banda de adaptación disminuye. Si el ancho de banda no alcanza, es posible agregar tramos intermedios de líneas de $\lambda/4$ entre las dos impedancias originales [3].

Otra técnica consiste en realizar una variación progresiva de la impedancia de la línea en función del espacio. Consideremos la Figura B.2 en donde se quiere adaptar una impedancia Z_0 con otra Z_L . En el caso de la Figura B.2, el método consiste en proponer una impedancia que varía linealmente con la distancia entre Z_L y Z_0 .

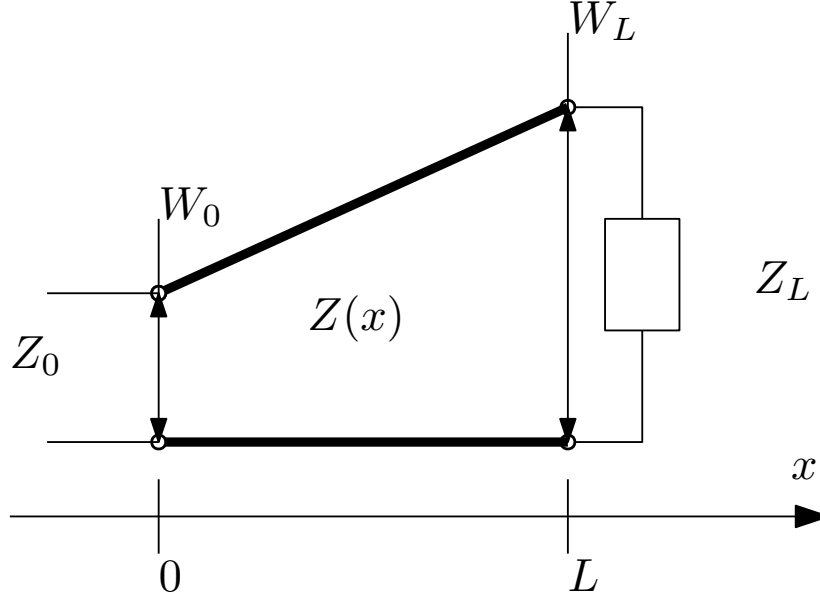


Figura B.2: Ejemplo de adaptador de impedancia lineal en x .

Para analizar este adaptador recurrimos a la teoría de pequeñas reflexiones [12]. Considerando una línea de impedancia característica $Z(x)$, en donde x es la coordenada espacial, el coeficiente de reflexión está dado por:

$$\Gamma(\theta = \beta L) = \frac{1}{2} \int_0^L e^{-2j\beta x} \frac{d}{dx} \left\{ \log_e \frac{Z(x)}{Z_0} \right\} dx \quad (\text{B.2})$$

donde θ es el largo eléctrico de la línea. Se puede escribir la impedancia lineal como $Z(x) = ax + Z_0$ en donde la pendiente es $a = \frac{Z_L - Z_0}{L}$. En $x = 0$, $Z(0) = Z_0$ y en $x = L$, $Z(L) = Z_L$, en donde L es la longitud de la línea tapereada (la línea cuya impedancia es $Z(x)$). La cuestión es entonces determinar L . Para ello, se calcula $\Gamma(\beta L)$ y se escoge un L para el cual ese Γ sea menor que las pérdidas por retorno que se esté dispuesto a aceptar. Reemplazando $Z(x)$ en B.2:

$$\Gamma(\theta) = \frac{b}{2} \int_0^L e^{-2j\beta x} \frac{1}{bx + 1} dx \quad (\text{B.3})$$

con $b = a/Z_0$. Haciendo el cambio de variables $bx + 1 = y$ se obtiene $dx = dy/b$ con lo que $x = 0 \rightarrow y = 1$ y $x = L \rightarrow y = bL + 1$. Entonces:

$$\Gamma(\theta) = \frac{e^{2j\beta/b}}{2} \int_1^{bL+1} e^{-2j\beta y/b} \frac{1}{y} dy \quad (\text{B.4})$$

Utilizando la solución conocida de la serie $\int \frac{e^{ax}}{x} dx = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(ax)^n}{n \times n!}$ se obtiene una solución para Γ :

$$\Gamma(\theta) = \frac{e^{\frac{2j\theta}{bL}}}{2} \left(\log_e(bL + 1) + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{-2j\theta}{bL} \right)^n \left[\frac{(bL + 1)^n}{n \times n!} - \frac{1}{n \times n!} \right] \right) \quad (\text{B.5})$$

Existen múltiples funciones que pueden elegirse para gobernar el cambio de impedancia característica de los adaptadores. Por ejemplo el adaptador de ancho lineal con x , el cual tiene un desempeño similar al analizado recientemente, el de impedancia exponencial, triangular, entre otros. Para el caso del adaptador de ancho lineal, se puede utilizar el mismo método para resolver la ecuación de $\Gamma(\theta)$, proponiendo un vector de anchos W de tamaño M en donde $W_0 = W|_{Z=Z_0}$ y $W_{M-1} = W|_{Z=Z_L}$; luego se calcula la impedancia correspondiente a cada W_i utilizando las ecuaciones de Hammerstad y Jensen [17] y se resuelve la ecuación. En la Figura B.3 se muestra graficada el desempeño de un adaptador para los casos de variación lineal de la impedancia característica y de variación lineal del ancho del microstrip.

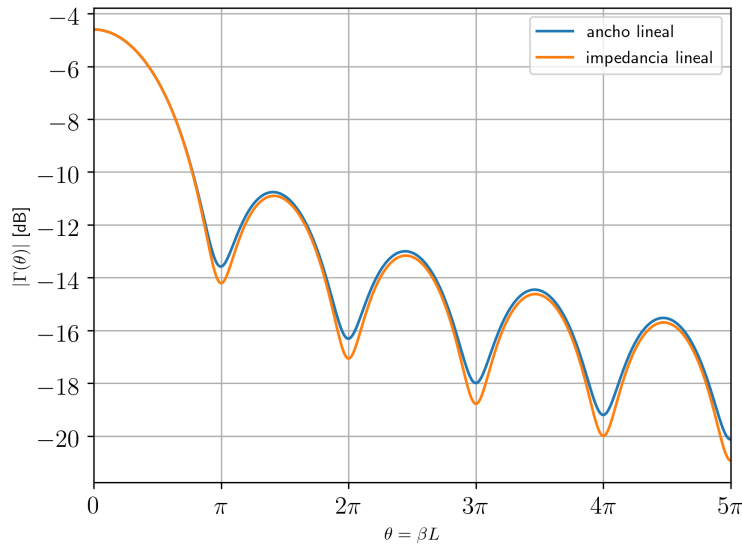


Figura B.3: Coeficiente de reflexión adaptadores de impedancia y ancho lineal con $Z_0 = 50\Omega$ y $Z_L = 25\Omega$. Para el cálculo de β se utilizó un sustrato con $\epsilon_r = 10.35$, $h = 0.762\text{mm}$ y $t = 17.5\mu\text{m}$, a una frecuencia de $f = 5.8\text{GHz}$. Se utilizó $M = 100$. Se puede observar en la Figura que ambos módulos del coeficiente de reflexión son muy similares.

Considerando el sustrato de la Figura B.3, se obtiene que la longitud de onda para una línea de impedancia característica $Z = 50\Omega$ es aproximadamente $\lambda_g = 19.55\text{mm}$, con lo que si aceptamos que las pérdidas por retorno sean menores que -10dB basta con tomar $\beta L = \pi \rightarrow L = \frac{\pi}{\beta} = \frac{\pi\lambda_g}{2\pi}$ o sea que $L = \lambda_g/2 \approx 9.77\text{mm}$. De la Figura B.3 es claro que mientras más grande L , menor será Γ y mayor será el ancho de banda de

adaptación para un Γ aceptado.

B.2. Divisores y acopladores

B.2.1. Divisor de unión T

Uno de los elementos mas utilizados en estas redes son las uniones T [4]. Esta es una red de 3 puertos que divide la señal del puerto 1 por la mitad hacia los puertos 2 y 3, o combina las señales de los puertos 2 y 3 hacia el puerto 1. Es una red recíproca sin pérdidas, pero no está adaptada en todos los puertos. Si el puerto 1 está adaptado, el 2 y el 3 no lo están; en consecuencia habrá un coeficiente de reflexión hacia los elementos conectados a estos puertos. Para adaptar estas redes con los elementos puede utilizarse alguno de los tipos de adaptadores discutidos anteriormente. Un modelo clásico para estas redes es utilizar una arquitectura de tipo árbol, como se muestra en la Figura B.4.

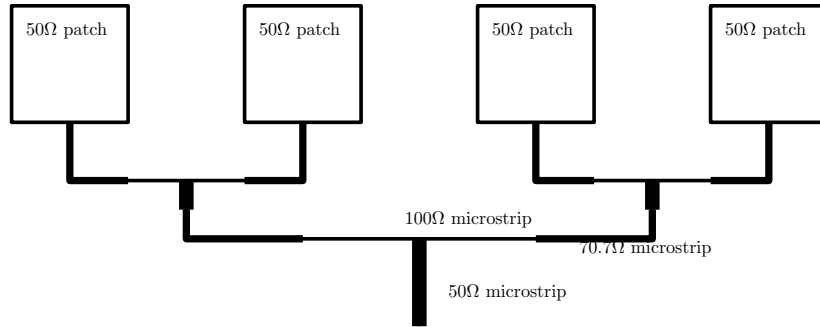


Figura B.4: Arquitectura de árbol para una red de distribución en paralelo.

Cuando la red de alimentación es para un arreglo plano, entonces la estructura suele ser en bloques. En la figura B.5 se observa un ejemplo, y también un procedimiento de diseño. En el ejemplo el arreglo es de 8×8 , y se comienza formando celdas de 2×2 y luego se amplían en potencias de 2, agregando un divisor en la rama principal de cada celda. De esta forma, se pueden diseñar redes para arreglos de $2^n 3^m$ elementos, dibujando una red lo suficientemente grande y luego borrando las filas y columnas de más.

Existen algunos otros algoritmos para diseñar otros tipos de topologías como por ejemplo redes para arreglos circulares [1], pero no serán discutidos aquí.

B.2.2. Divisor Resistivo

Otro tipo de divisor es el divisor resistivo [1], una red de N puertos recíproca y adaptada en todos los puertos pero con pérdidas, como resultado de la disipación de



Figura B.5: Ejemplo de una arquitectura de bloques y ejemplo de diseño. Imagen tomada de [1].

calor sobre el resistor que esta red lleva. Un divisor resistivo de N ramas tiene una resistencia en cada rama de valor

$$R = Z_C \frac{N - 1}{N + 1} \quad (\text{B.6})$$

donde Z_C es la impedancia característica de las líneas. La eficiencia de este tipo de divisor disminuye cuando N aumenta. La potencia transmitida a cada rama va como N^{-2} , que es mucho menos que N^{-1} (sin pérdidas).

B.2.3. Divisor Wilkinson

El divisor Wilkinson [4] combina o divide las señales de igual fase en dos puertos (o en más puertos) hacia un puerto, o divide la señal de un puerto a otros donde todas salen con la misma fase. Es una red sin pérdidas cuando todos los puertos de salida están adaptados. Un ejemplo de un Wilkinson de 3 puertos se observa en la Figura B.6.

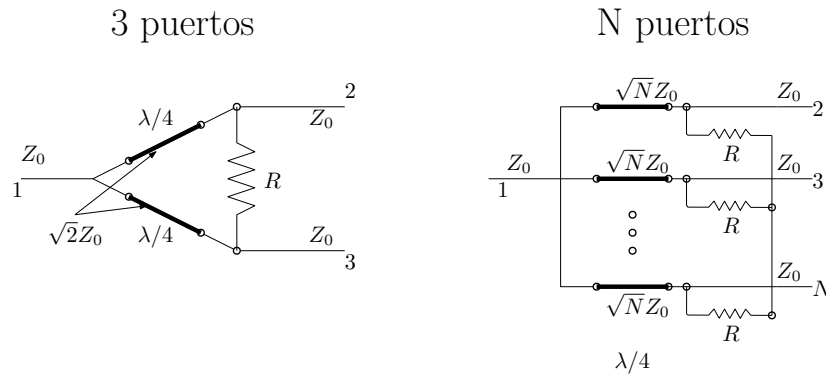


Figura B.6: Esquema de un divisor de potencia Wilkinson.

El valor de la resistencia depende de la relación de potencia de los puertos de salida [4]:

$$R = Z_0 \left(K + \frac{1}{K} \right) \quad (\text{B.7})$$

donde $K^2 = \frac{P_3}{P_2}$ para un Wilkinson de 3 puertos.

B.2.4. Híbrido en cuadratura

También llamado *branch-line coupler*, es una red de 4 puertos, un acoplador direccional de 3dB con una diferencia de 90 grados entre los puertos de salida directa (2) y acoplada (3), como se puede observar en la Figura B.7. El puerto 4 está aislado.

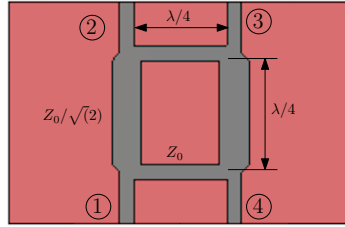


Figura B.7: Esquema de un acoplador híbrido de 90 grados, implementado con microstrip.

Se puede observar que esta red tiene un alto grado de simetría, ya que cualquier puerto puede ser utilizado como puerto de entrada (1). Esta simetría se ve reflejada en su matriz de parámetros S , la cual es simétrica:

$$S = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{B.8})$$

Ecuaciones de diseño de la lente de Rotman

centros de fase:

- puertos de entrada
- puertos de salida
- × puntos focales
- ▲ antenas

70

Normalizando los parámetros respecto de f_1 :

$$\begin{aligned}
 \gamma &= \frac{\sin \Psi}{\sin \theta} \\
 \beta &= f_2/f_1 \\
 W &= w/f_1 \\
 X_1 &= x_1/f_1 \\
 Y_1 &= y_1/f_1 \\
 X_2 &= x_2/f_1 \\
 Y_2 &= y_2/f_1 \\
 Y_3 &= y_3/f_1
 \end{aligned} \tag{C.1}$$

Las longitudes W de las líneas satisfacen la siguiente ecuación cuadrática:

$$aW^2 + bW + c = 0 \tag{C.2}$$

en donde los coeficientes a , b y c están definidos por

$$a = 1 - \frac{(1 - \beta)^2}{(1 - \beta \cos(\alpha))^2} - \frac{\zeta^2}{\beta^2} \tag{C.3}$$

$$b = -2 + \frac{2\zeta^2}{\beta^2} + \frac{2(1 - \beta)}{(1 - \beta \cos(\alpha))} - \frac{\zeta^2 \sin^2(\alpha)(1 - \beta)}{(1 - \beta \cos(\alpha))^2} \tag{C.4}$$

$$c = -\zeta^2 + \frac{\zeta^2 \sin^2(\alpha)}{1 - \beta \cos(\alpha)} - \frac{\zeta^4 \sin^4(\alpha)}{4(1 - \beta \cos(\alpha))^2} \tag{C.5}$$

en donde $\zeta = y_3\gamma/f_1$. La relación entre los centros de fase del puerto array y W está dada por las siguientes ecuaciones:

$$X_2 = 1 - \frac{\frac{1}{2}(\zeta \sin \alpha)^2 + (1 - \beta)W}{1 - \beta \cos \alpha} \tag{C.6}$$

$$Y_2 = \zeta \left(1 - \frac{W}{\beta} \right) \tag{C.7}$$

Para determinar los centros de fase de los puertos de entrada para direccionar el haz principal en un ángulo θ , se utilizan las siguientes ecuaciones:

$$X_1 = \rho_0(1 - \cos(\alpha' + \phi)) \tag{C.8}$$

$$Y_1 = \rho_0 \sin(\alpha' + \phi) \tag{C.9}$$

en donde

$$\alpha' = \sin^{-1} \left(\frac{\sin \theta}{\gamma} \right) \tag{C.10}$$

$$\phi = \sin^{-1} \left(\frac{1 - \rho_0}{\rho_0} \sin \alpha' \right) \quad (\text{C.11})$$

$$\rho_0 = 1 - \frac{1 - \beta^2}{2(1 - \beta \cos \alpha)} \quad (\text{C.12})$$

Apéndice D

Figuras complementarias

En este apéndice se muestran Figuras complementarias al capítulo de diseño y resultados.

D.1. Esquema de diseño de un *chamfered line*

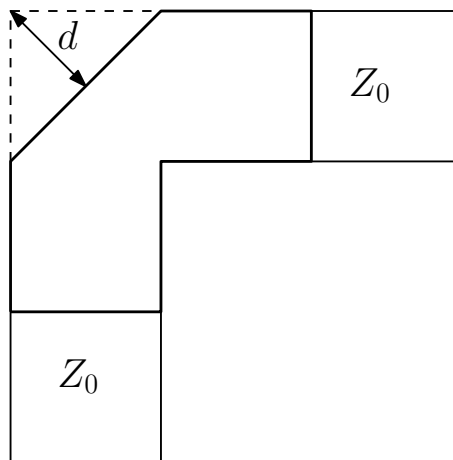
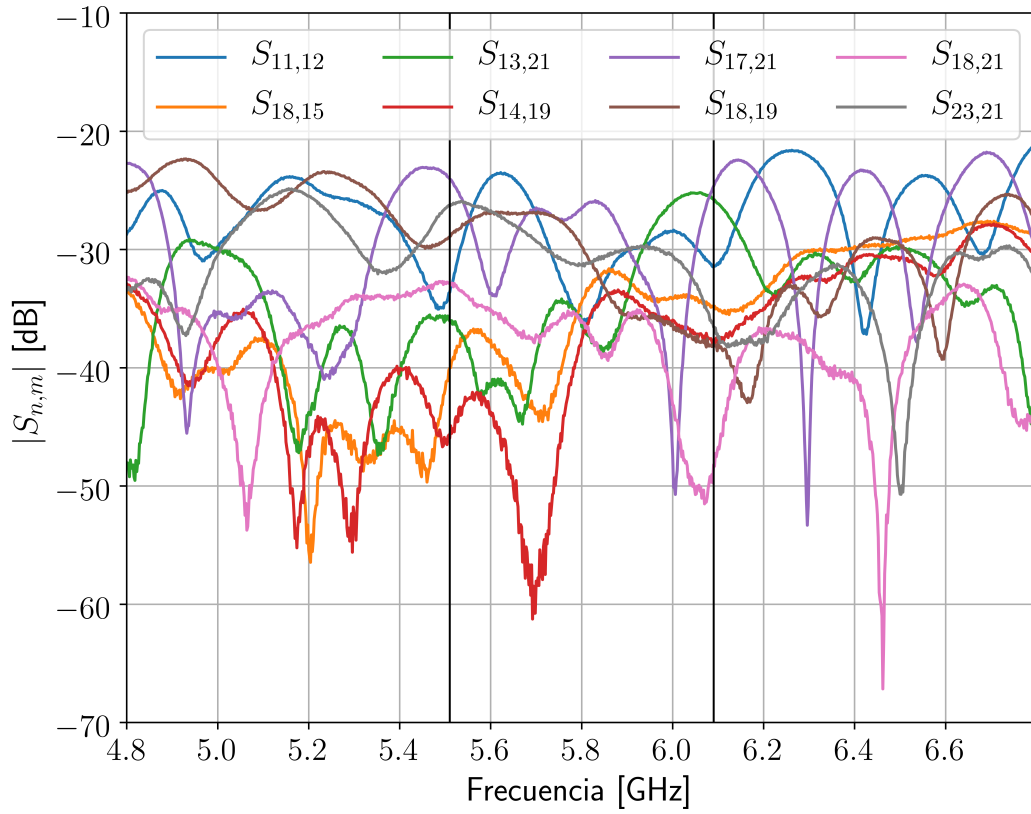
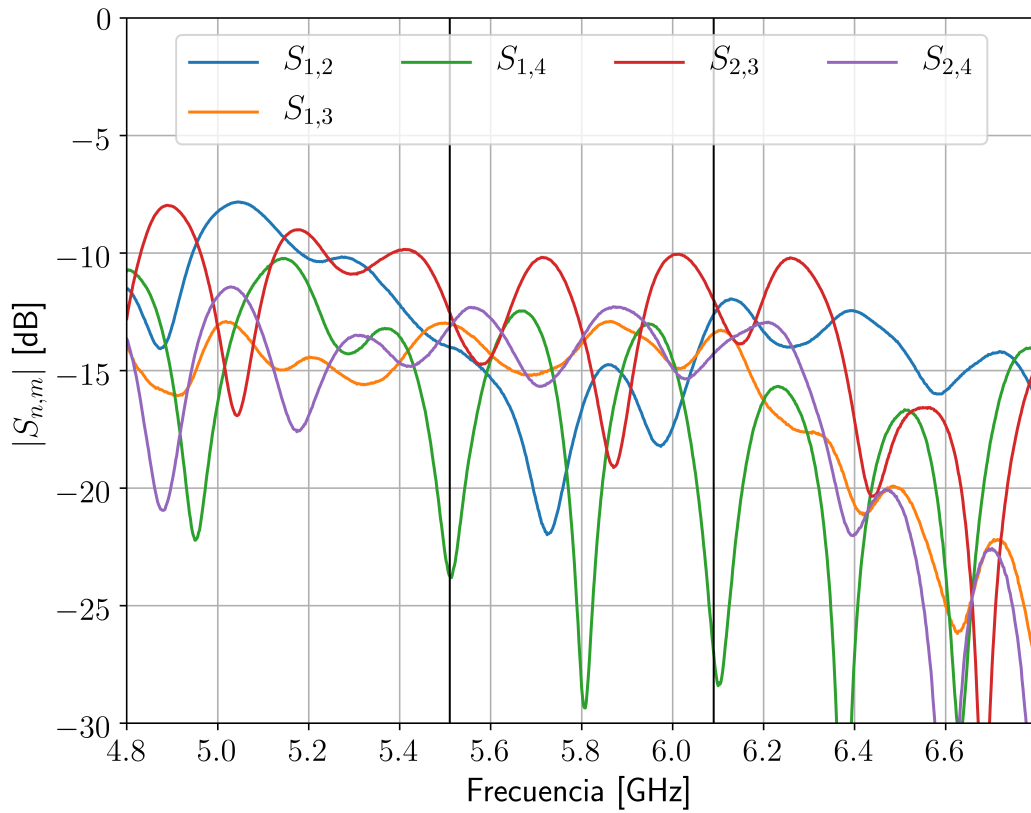


Figura D.1: Esquema de un *microstrip chamfered line*. El parámetro de diseño del chamfer es d .

D.2. Mediciones y simulaciones complementarias

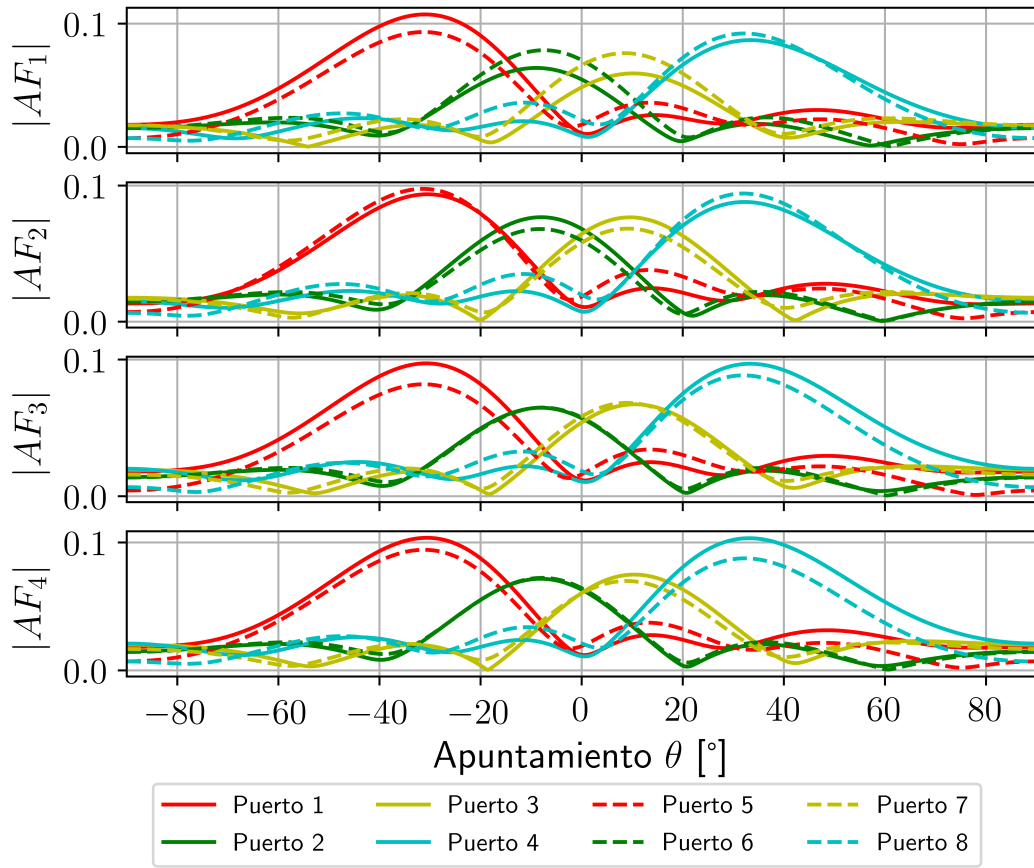


(a)

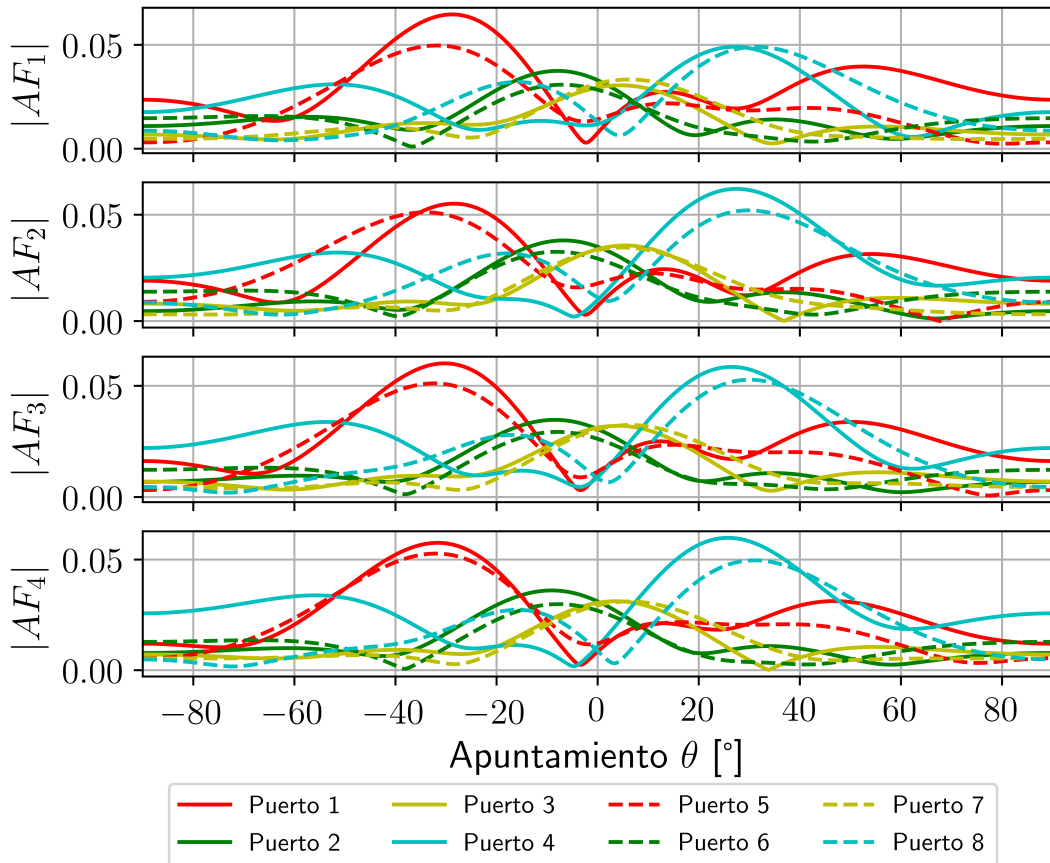


(b)

Figura D.2: Medición de la aislación entre puertos de (a) salida de la red completa, y (b) entrada de la lente de Rotman.

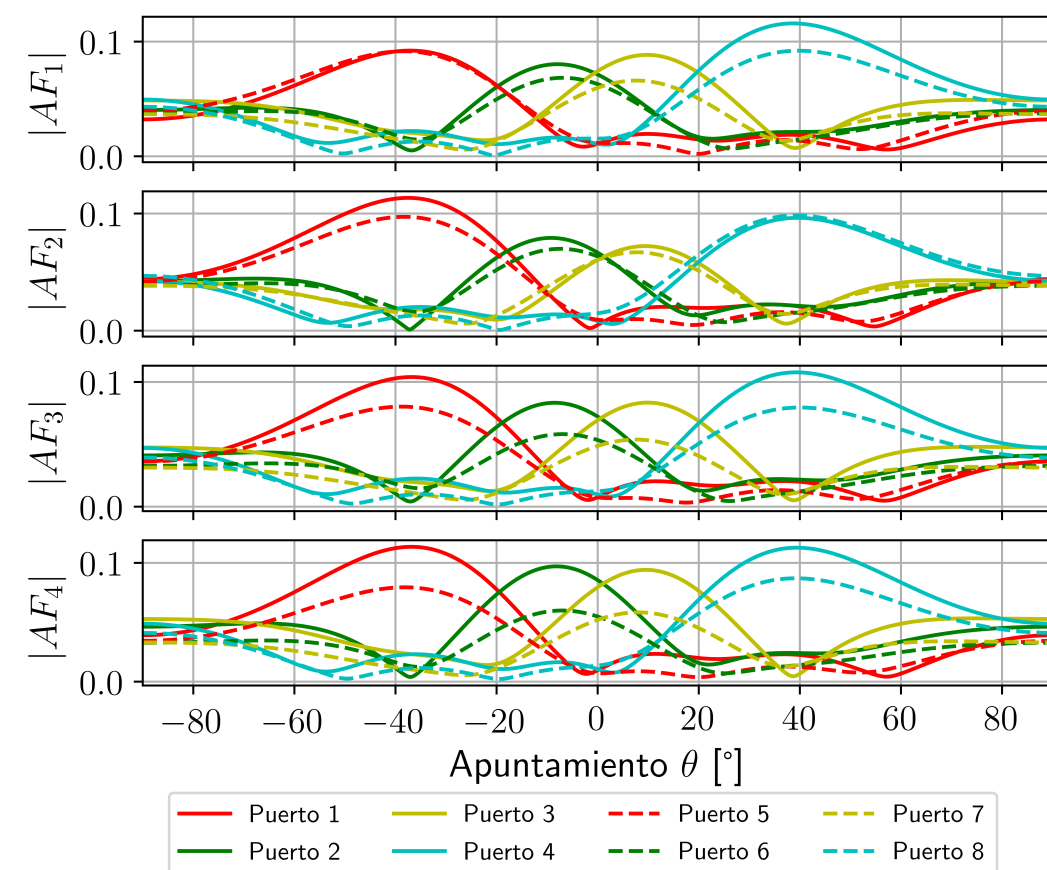


(a)

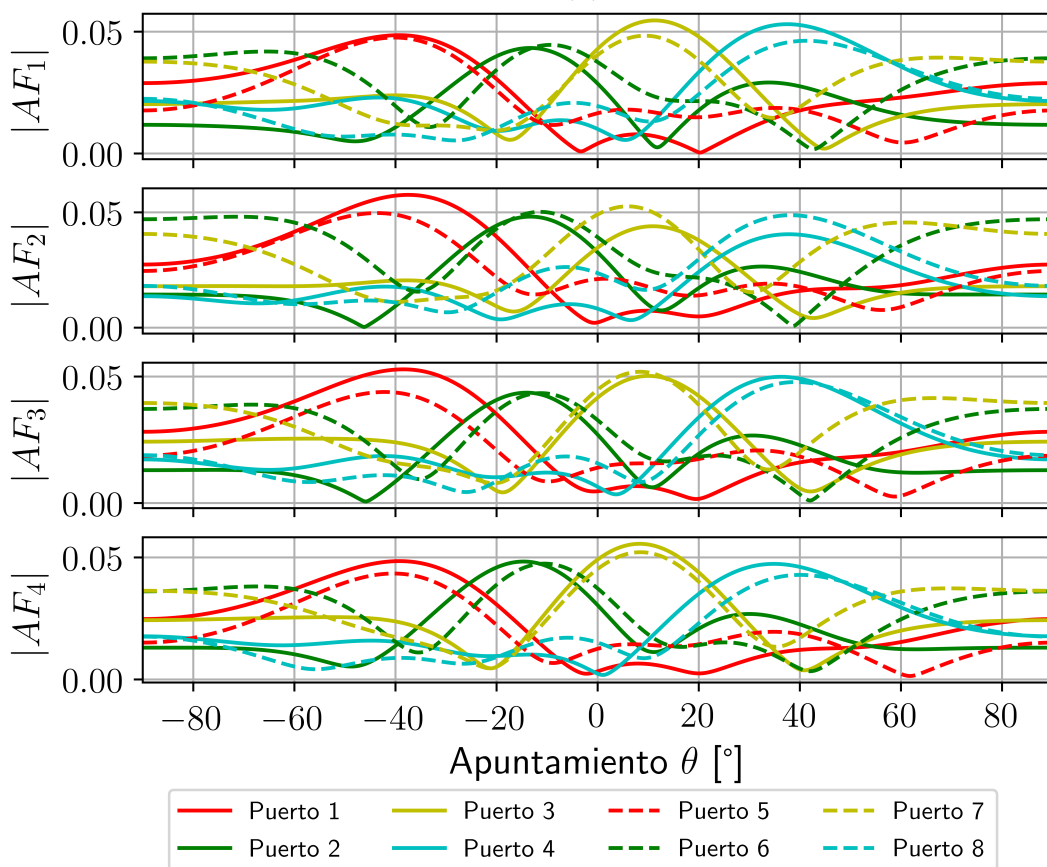


(b)

Figura D.3: Factores de arreglo generados para $f = 5.51\text{GHz}$ con los parámetros S (a) simulados y (b) medidos.



(a)



(b)

Figura D.4: Factores de arreglo generados para $f = 6.09\text{GHz}$ con los parámetros S (a) simulados y (b) medidos.

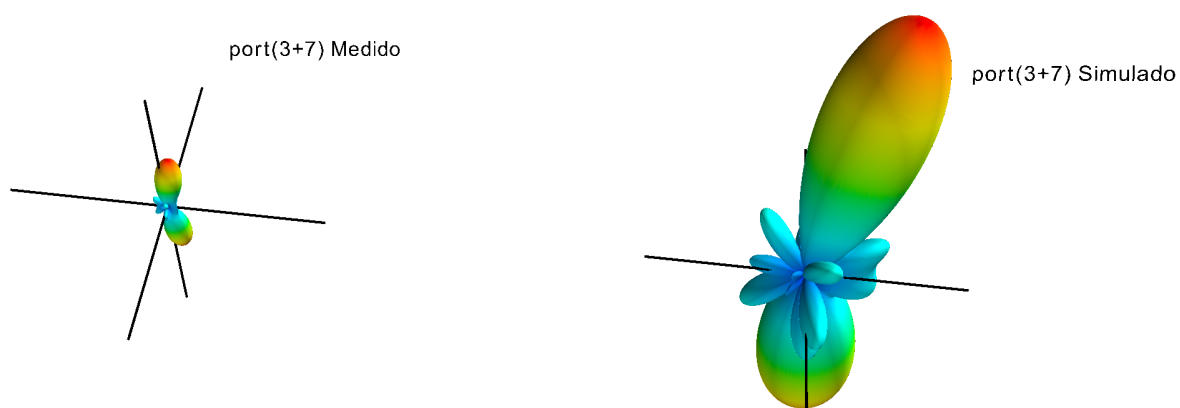


Figura D.5: Factor de arreglo generado por los puertos (3+7), calculado con los datos medidos vs. simulados, para $f = 5.51\text{GHz}$.

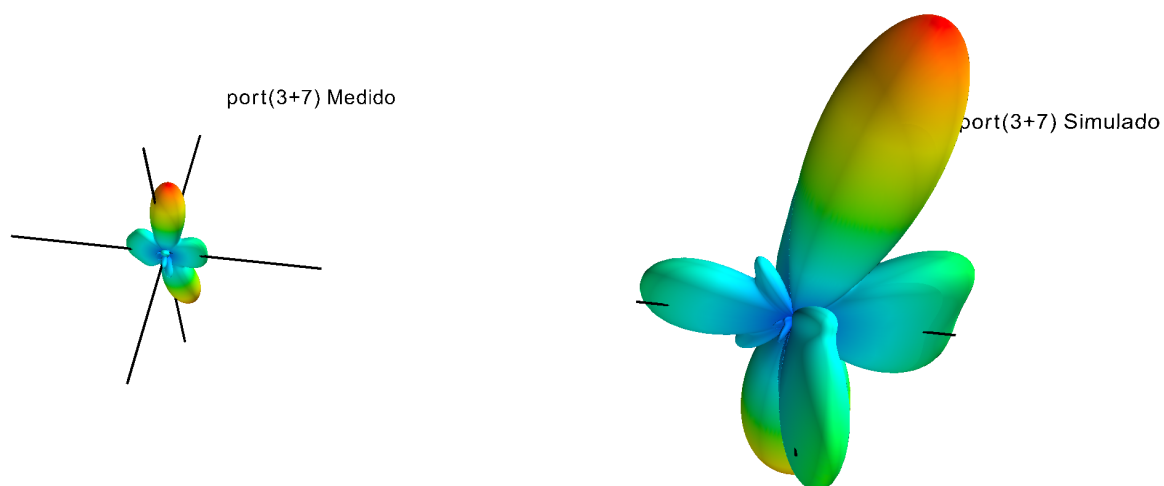


Figura D.6: Factor de arreglo generado por los puertos (3+7), calculado con los datos medidos vs. simulados, para $f = 5.80\text{GHz}$.

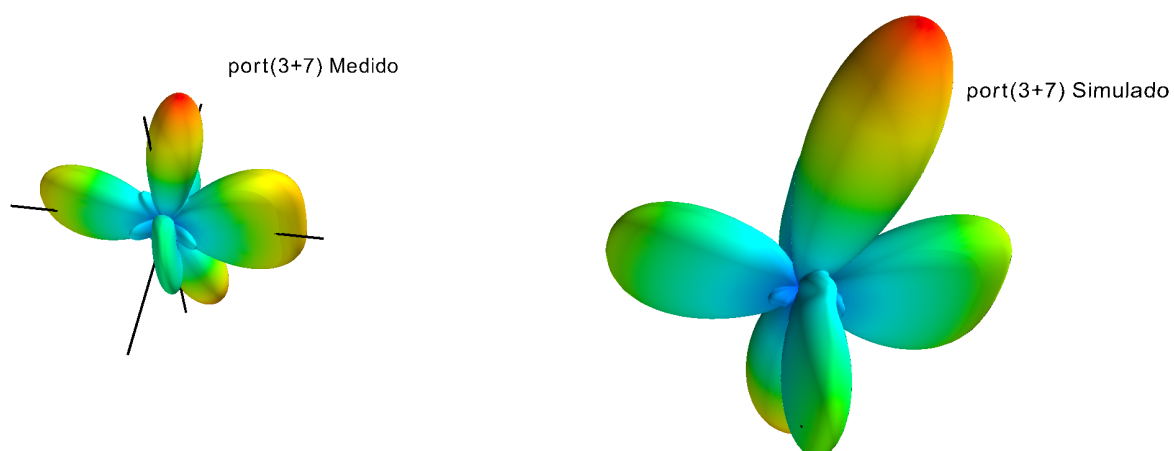


Figura D.7: Se observa el factor de arreglo generado por los puertos (3+7), calculado con los datos medidos vs. simulados, para $f = 6.09\text{GHz}$.

D.3. Esquemas de simulación electromagnética de los conectores empleados

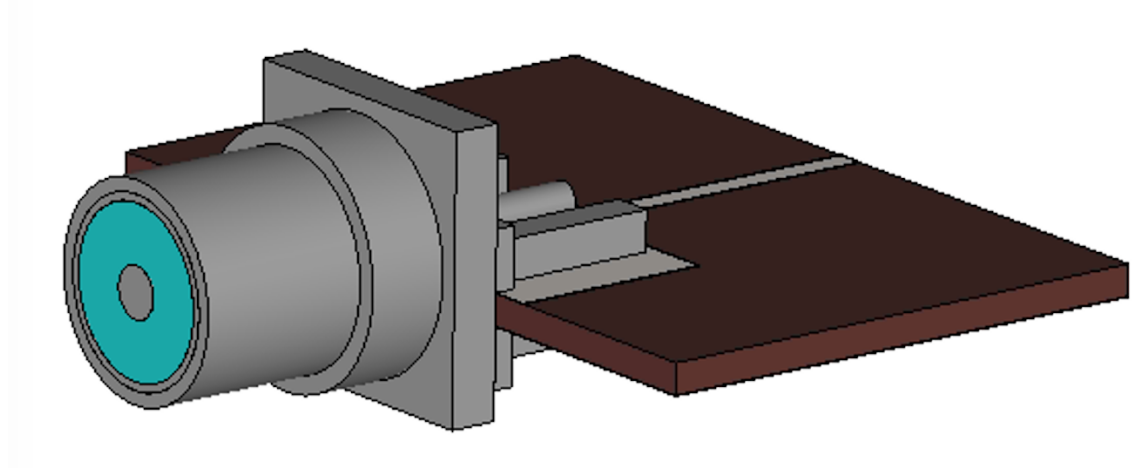


Figura D.8: Esquema de la simulación electromagnética del conector SMA de entrada.

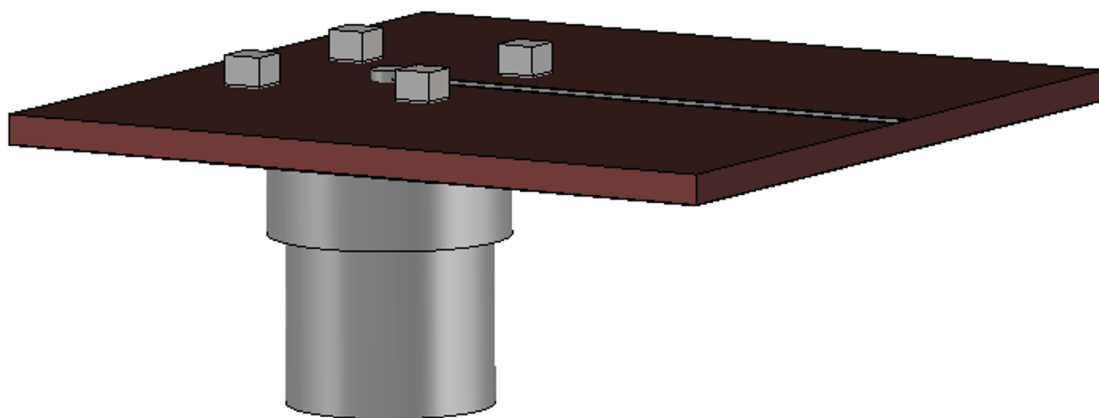


Figura D.9: Esquema de la simulación electromagnética del conector SMA *through-hole* de salida.

Apéndice E

Caracterización

En este apéndice se muestra un resumen de los datos medidos de la red de conformación. Notar que en la Tabla E.1 el error expresado no es la desviación estándar, sino el peor de los casos.

Puertos excitados	$\theta[^\circ]$	$\phi[^\circ]$
1+5	53 ± 10	-136 ± 1
1+6	35 ± 3	-108 ± 5
1+7	34 ± 6	-78 ± 2
1+8	51 ± 13	-45 ± 2
2+5	38 ± 5	-161 ± 2
2+6	15 ± 1	-134 ± 9
2+7	13 ± 4	-58 ± 9
2+8	34 ± 10	-20 ± 5
3+5	36 ± 5	168 ± 4
3+6	12 ± 2	143 ± 4
3+7	10 ± 3	45 ± 1
3+8	34 ± 8	13 ± 2
4+5	50 ± 12	137 ± 2
4+6	33 ± 4	108 ± 2
4+7	33 ± 4	76 ± 1
4+8	39 ± 14	43 ± 2

Tabla E.1: Apuntamiento en (θ, ϕ) en el centro de la banda.

En las Tablas E.3 a E.18 se muestran los coeficientes de amplitud en los puertos de salida, normalizados a 1×10^{-4} .

9	10	11	12
13	14	15	16
17	18	19	20
21	22	23	24

Tabla E.2: Tabla de referencia de las amplitudes de los puertos de salida.

2.06	2.02	2.47	1.20
1.41	1.78	1.86	1.04
2.41	1.96	2.36	1.43
2.09	2.13	2.49	1.45

Tabla E.3: Amplitudes en los puertos de salida normalizadas a 1×10^{-4} . Puertos de entrada excitados: $1 + 5$ para $f = 5.8\text{GHz}$

1.59	1.94	1.78	1.37
1.06	1.58	1.30	1.22
1.77	1.49	1.69	1.87
1.64	1.73	1.70	1.62

Tabla E.4: Amplitudes en los puertos de salida normalizadas a 1×10^{-4} . Puertos de entrada excitados: $1 + 6$ para $f = 5.8\text{GHz}$

2.59	1.57	2.00	0.70
1.73	1.46	1.63	0.59
2.88	1.59	2.20	1.00
2.52	1.66	2.16	0.76

Tabla E.5: Amplitudes en los puertos de salida normalizadas a 1×10^{-4} . Puertos de entrada excitados: $1 + 7$ para $f = 5.8\text{GHz}$

2.12	2.51	2.76	1.11
1.45	2.13	2.00	0.80
2.30	2.53	2.82	1.55
2.19	2.29	2.70	1.18

Tabla E.6: Amplitudes en los puertos de salida normalizadas a 1×10^{-4} . Puertos de entrada excitados: $1 + 8$ para $f = 5.8\text{GHz}$

0.72	0.79	0.94	0.45
0.79	1.21	1.04	0.61
1.12	1.28	1.50	0.96
1.43	1.49	1.85	1.17

Tabla E.7: Amplitudes en los puertos de salida normalizadas a 1×10^{-4} . Puertos de entrada excitados: $2 + 5$ para $f = 5.8\text{GHz}$

0.55	0.75	0.68	0.52
0.59	1.07	0.73	0.72
0.82	0.97	1.08	1.26
1.12	1.22	1.26	1.31

Tabla E.8: Amplitudes en los puertos de salida normalizadas a 1×10^{-4} . Puertos de entrada excitados: $2 + 6$ para $f = 5.8\text{GHz}$

0.90	0.61	0.76	0.27
0.97	0.99	0.91	0.35
1.33	1.03	1.40	0.68
1.72	1.16	1.61	0.61

Tabla E.9: Amplitudes en los puertos de salida normalizadas a 1×10^{-4} . Puertos de entrada excitados: $2 + 7$ para $f = 5.8\text{GHz}$

0.74	0.97	1.06	0.42
0.81	1.45	1.12	0.47
1.06	1.65	1.79	1.04
1.50	1.61	2.00	0.96

Tabla E.10: Amplitudes en los puertos de salida normalizadas a 1×10^{-4} . Puertos de entrada excitados: $2 + 8$ para $f = 5.8\text{GHz}$

1.40	1.64	2.13	1.09
0.97	1.65	1.62	0.99
0.97	1.04	1.38	0.82
0.86	0.92	1.17	0.68

Tabla E.11: Amplitudes en los puertos de salida normalizadas a 1×10^{-4} . Puertos de entrada excitados: $3 + 5$ para $f = 5.8\text{GHz}$

1.08	1.57	1.54	1.24
0.73	1.46	1.13	1.16
0.72	0.79	0.99	1.07
0.67	0.75	0.80	0.76

Tabla E.12: Amplitudes en los puertos de salida normalizadas a 1×10^{-4} . Puertos de entrada excitados: $3 + 6$ para $f = 5.8\text{GHz}$

1.76	1.27	1.73	0.64
1.19	1.35	1.41	0.56
1.16	0.84	1.29	0.58
1.04	0.72	1.02	0.36

Tabla E.13: Amplitudes en los puertos de salida normalizadas a 1×10^{-4} . Puertos de entrada excitados: $3 + 7$ para $f = 5.8\text{GHz}$

1.44	2.03	2.39	1.01
0.99	1.97	1.74	0.76
0.93	1.35	1.65	0.89
0.90	0.99	1.27	0.56

Tabla E.14: Amplitudes en los puertos de salida normalizadas a 1×10^{-4} . Puertos de entrada excitados: $3 + 8$ para $f = 5.8\text{GHz}$

2.17	1.55	2.77	1.36
1.89	2.47	2.94	1.77
1.13	0.97	1.55	0.95
1.85	1.83	2.35	1.43

Tabla E.15: Amplitudes en los puertos de salida normalizadas a 1×10^{-4} . Puertos de entrada excitados: $4 + 5$ para $f = 5.8\text{GHz}$

1.67	1.48	2.00	1.55
1.42	2.19	2.06	2.09
0.83	0.73	1.11	1.24
1.44	1.49	1.60	1.59

Tabla E.16: Amplitudes en los puertos de salida normalizadas a 1×10^{-4} . Puertos de entrada excitados: $4 + 6$ para $f = 5.8\text{GHz}$

2.72	1.20	2.25	0.80
2.33	2.02	2.57	1.00
1.35	0.78	1.45	0.67
2.23	1.42	2.04	0.75

Tabla E.17: Amplitudes en los puertos de salida normalizadas a 1×10^{-4} . Puertos de entrada excitados: $4 + 7$ para $f = 5.8\text{GHz}$

2.23	1.91	3.10	1.26
1.94	2.95	3.16	1.37
1.08	1.25	1.85	1.03
1.93	1.96	2.54	1.17

Tabla E.18: Amplitudes en los puertos de salida normalizadas a 1×10^{-4} . Puertos de entrada excitados: $4 + 8$ para $f = 5.8\text{GHz}$

Apéndice F

Actividades de Proyecto y Diseño

El alumno ha completado más de 400 horas en actividades de Proyecto y Diseño, a lo largo de la realización de su Proyecto Integrador de Carrera para convertirse en Ingeniero en Telecomunicaciones. En particular, ha diseñado, simulado, implementado y ensayado un sistema complejo que debe operar en frecuencias de microondas, en la banda de 5.8GHz. A continuación se brinda un breve resumen de las tareas desarrolladas en este contexto.

- Se ha especializado en el modelado y diseño de circuitos de microondas impresos, así como en la verificación del correspondiente modelado;
- ha analizado y profundizado en lo que a limitaciones se refiere en temas de modelado para una implementación práctica y fabricación;
- se ha formado en el empleo de herramientas simulación electromagnéticas específicas, así como en el uso particular de lenguajes de programación y software y algoritmos de simulación numérica;
- ha logrado integrar la medición de gran cantidad de caracterizaciones necesarias para la representación de resultados de funciones complejas.

Apéndice G

Práctica Profesional Supervisada

El alumno ha completado más de 300 horas de Práctica Profesional Supervisada, a lo largo de la realización de su Proyecto Integrador de Carrera para convertirse en Ingeniero en Telecomunicaciones. En particular, ha diseñado, simulado, implementado y ensayado un sistema complejo que debe operar en frecuencias de microondas, en la banda de 5.8GHz. A continuación se brinda un breve resumen de las tareas desarrolladas en este contexto.

- Ha logrado incorporar el uso de software de diseño asistido por computadoras para simulación circuital y diseño de circuitos impresos;
- ha utilizado software de control numérico para la implementación de placas de circuito impreso con máquinas de fresado y mecanizado automático;
- ha debido montar múltiples placas de circuitos impreso de alta frecuencia, incluyendo tareas de soldadura de componentes de muy pequeño factor de forma;
- se ha especializado en el empleo de instrumental de laboratorio de alta frecuencia para la caracterización de sistemas de microondas complejos;

Bibliografía

- [1] Randy L. Haupt. *Antenna Arrays - A Computational Approach*. Wiley, IEEE PRESS, Pennsylvania State University, 2010.
- [2] Robert C, Hansen. *Phased Array Antennas*. Wiley, Texas University, 2009.
- [3] Jia-Shen Hong, M. J. Lancaster. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. Wiley, 2002.
- [4] David M. Pozar. *Microwave Engineering (Fourth Edition)*. Wiley, University of Massachusetts at Amherst, 2012.
- [5] K. C. Gupta, Ramesh Garg, Rakesh Chadha. *Computer-Aided Design of Microwav Circuits*. Dedham, 1981.
- [6] W. Rotman, R. F. Turner. *Wide-Angle Microwave Lens for LineSource Applications*. IEEE, 1963.
- [7] Peter S. Simon. *Analysis and Synthesis of Rotman Lenses*. Space Systems/Loral, 3825 Fabian Way M/S G43, Palo Alto, CA 94303, 2004.
- [8] L. Musa, M. Smith. *Microstrip port design and sidewall absorption for printed Rotman lenses*. IEE PROCEEDINGS, Vol. 136, Pt. H, No. 1, FEBRUARY 1989.
- [9] Qiuyan Liang, Baohua Sun¹, Gaonan Zhou, and Jianfeng Li. *Compact Microstrip Rotman Lens Using Chebyshev Impedance Transformers*. Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 76, 1–6, 2018.
- [10] Yuta Suzuki, Kunio Sakakibara and Nobuyoshi Kikuma. *Design of Microstrip-input Taper-structures for Required Beam Shape in Rotman-lens Phase Shifter*. Department of Electrical and Mechanical Engineering, Nagoya Institute of Technology, 2016.
- [11] R. C. Hansen. *Design Trades for Rotman Lenses*. IEEE, Transactions on Antennas and Propagation, VOL 39, 1991.

- [12] Ramanand Sagar Sangam and Rakesh Singh Kshetrimayum. *Linear Tapers: Analysis, Design and Applications*. Indian Institute of Technology Guwahati, Guwahati-781039, Assam, India.
- [13] Somayeh Adibifard, Ammar Kouki. *Design of a Wideband Rotman Lens With Dummy Ports for Wide-Scan Phased Array Applications*. École de technologie supérieure, Montreal, Canada, 2016.
- [14] T. Katagi, S. Mano, and S. Sato. *An improved design method of rotman lens antennas*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 32, no. 5, pp. 524–527, 1984.
- [15] J. Butler, R. Lowe, *Beam forming matrix simplifiers design of electrically scanned antennas*. Electronic Design, 1961.
- [16] Judd Blass. *Multidirectional Antenna - A New Approach to Stacked Beams*. Microwave Laboratory, Maxson Corp. 1976.
- [17] E. Hammerstad, O. Jensen. *Accurate Models for Microstrip Computer-Aided Design*. IEEE, 1980.
- [18] J.X. Zheng, D.C. Chang. *Numerical modelling of chamfered bends and other microstrip junctions of general shape in MMIC* IEEE International Digest on Microwave Symposium, 1990.
- [19] L. Morbidel, L. A. Bulus Rossini, and P. A. Constanzo Caso. *Design of high return loss logarithmic spiral antenna*. Microw. and Opt. Technol. Lett. 59(10), 2532-2538, Wiley (2017).
- [20] Morbidel Leonardo. *Diseño e implementación de un front-end de microondas para banda ultra ancha*. Maestría en Ingeniería, Universidad Nacional de Cuyo, Instituto Balseiro (2017). <http://ricabib.cab.cnea.gov.ar/633/>
- [21] L. Morbidel, L. A. Bulus Rossini, and P. A. Constanzo Caso, Franco Fiorini. *Diseño y medición de una antena espiral logarítmico para aplicaciones de UWB*. 2016 IEEE Biennial Congress of Argentina (ARGENCON), Ciudad Autónoma de Buenos Aires, Argentina, 15-17 de junio de 2016.
- [22] L. Morbidel, L. A. Bulus Rossini, and P. A. Constanzo Caso. *Adaptador de impedancias para antenas de 9 GHz de ancho de banda*. 2014 IEEE Biennial Congress of Argentina (ARGENCON), San Carlos de Bariloche, Argentina, 11-13 de junio de 2014.

- [23] Gustavo Zoireff. *Desarrollo de un transmisor óptico para redes de acceso*. Proyecto Integrador Ingeniería en Telecomunicaciones, Universidad Nacional de Cuyo, Instituto Balseiro (2015). <http://ricabib.cab.cnea.gov.ar/791/>
- [24] S. Rabal, L. A. Bulus Rossini, and P. A. Costanzo Caso. *Control Strategy of True Time Delay Lines*. Fiber and Integrated Optics 36(1-2), 38-58, Taylor and Francis (2016).
- [25] Sebastián Rabal. *Líneas de Retardo Reales Para Conformación Óptica de Haces (OBF)*. Maestría en Ingeniería, Universidad Nacional de La Plata, Facultad de Ingeniería (2016). <http://sedici.unlp.edu.ar/handle/10915/58347>
- [26] Pablo A. Costanzo Caso, Sebastián Rabal and Laureano A. Bulus Rossini. *Optical Ring Resonators in Lattice Structures For Implementing True Time Delays*. RIAO/OPTILAS 2016, Pucón, Chile, 21 al 25 de noviembre de 2016.
- [27] Sebastián Rabal, Laureano A. Bulus Rossini y Pablo A. Costanzo Caso. *Sintonización de Líneas de Retardo de Banda Ancha Basadas en ORRs*. 2014 IEEE Biennial Congress of Argentina (ARGENCON), San Carlos de Bariloche, Argentina, 11-13 de junio de 2014.